l'antenna
ANNO XXXVIII - GIUGNO 1966
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
6
LIRE 500

ANNO XXXVIII **6**

GIUGNO 1966 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Comitato di Redazione prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini

Consulente tecnico dott. ing. Alessandro Banfi

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93 C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **500** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **5.000**; estero L. **10.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. **50**, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

6

dott. ing. Alessandro Banfi

Bianco - nero e colore

Dopo tanti rinvii e dilazioni, il problema della TV a colori è diventato finalmente attuale.
Intendo alludere al fatto, ormai noto e scontato da varie dichiarazioni e conferme ufficiali, che le principali nazioni europee inizieranno (sia pure sotto forma sperimentale) delle trasmissioni di TV a colori entro il prossimo anno 1967. E sebbene l'Italia non si sia ancora impegnata per una determinata data, pure è logico prevedere che non possa ormai più trattenersi dal seguire a scadenza più o meno breve la situazione europea.
E l'interrogativo che oggi sta sorgendo assillante per l'industria ed il commercio nazionale è: quanto ne soffrirà la produzione dei televisori in bianco-nero?
Anzitutto va prospettata con chiarezza la reale situazione tecnologica in cui viene a trovarsi la produzione dei televisori a colori.
Situazione purtroppo molto incerta ed oscura, sia a causa dell'impreparazione più o meno diffusa nella nostra industria su quest'argomento, sia a causa delle difficoltà di approvvigionamento di adatti componenti (inclusi i tubi tricromici), con interferenza di oneri di brevetti non ancora ben chiariti.
E' comunque positivo che lo studio e lo sviluppo iniziale del prototipo di un televisore a colori richiederà non meno di un paio di anni, prima di poterlo immettere nel mercato.
E' logico inoltre prevedere che la produzione iniziale non sarà perfetta, ma bensì suscettibile di modifiche ed affinamenti dettati dalle prime esperienze.
Si può pertanto arguire con fondate ragioni che non prima di tre o quattro anni il mercato potrà disporre di televisori a colori di tutta fiducia.
Non si porrà quindi a breve scadenza l'alternativa per l'inquirente di un televisore: bianco-nero o colore. E tutto ciò a prescindere dal costo che sarà per il televisore a colore di poco meno del triplo di quello in bianco-nero.
Pertanto senza peccare di eccessivo ottimismo, l'avvento del colore non dovrebbe influire sensibilmente sulle vendite del bianco-nero.
Ed una riprova di questa convinzione ci viene dall'America, ove il « boom » che si sta verificando per la TV a colori (siamo già a 5 milioni di televisori) non ha ridotto molto le vendite dei televisori normali in bianco-nero.
E' ben vero che le condizioni di vita e del mercato americani non sono identiche alle nostre, ma un certo orientamento se ne può dedurre.
Nei primi tempi, la TV a colori costituirà indubbiamente una curiosità ed un lusso non strettamente necessario per l'utente privato. Il pubblico ne prenderà gradualmente contatto attraverso i luoghi pubblici, comunità, od amici ambiziosi di questo costoso primato.
Questo primo rodaggio della TV a colori è inevitabile, anzi necessario, come già si è verificato una dozzina di anni or sono per la TV in bianco-nero.
Tale periodo iniziale, che potremmo chiamare « sperimentale » servirà sia all'industria per l'evoluzione e perfezionamento della tecnologia del televisore, che al pubblico per rendersi conto delle reali prestazioni offerte dal televisore a colori, particolarmente nei confronti di quello in bianco-nero, oggi altamente efficiente pur con costo limitato.
Non è difficile prevedere pertanto, che, fatta eccezione del primo gruppo di telespettatori « pionieri », il grosso del pubblico starà a vedere l'evolversi della situazione del colore, mantenendo sempre la fiducia e la simpatia pel bianco-nero, fonte di sicuro godimento con minimo impegno economico.
Nell'ambito poi della trasportabilità, il televisore in bianco-nero è praticamente insostituibile e dominerà incostrastato ancora per molti anni.
Si può comunque ritenere che la situazione di mercato della televisione si comporterà all'incirca come la fotografia, ove il bianco-nero continua ad interessare pur essendo utilmente integrato dal colore. A.

dott. ing. Gustavo Kuhn

Convertitori di corrente continua a transistori

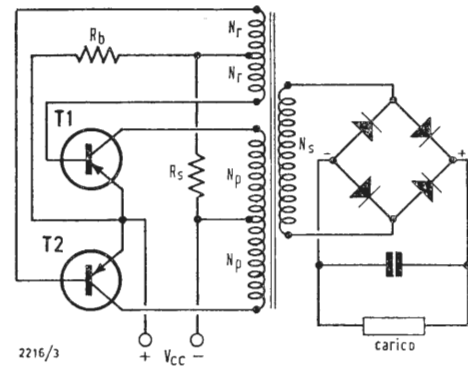



Fig. 1 - Schema di principio di un convertitore a due transistori.

1. - CONSIDERAZIONI GENERALI

Il circuito impiegato per trasformare corrente continua da un livello ad un altro con un ragionevole rendimento è chiamato convertitore.

Il convertitore più semplice ed efficace impiega due transistori di potenza ed un trasformatore speciale, ed è basato su di una azione rigenerativa di commutazione fra i due transistori.

L'uscita è un'onda quasi perfettamente quadra che, dopo raddrizzamento, fornisce una tensione con ridotta componente alternata.

In determinate applicazioni può accadere che si utilizzi direttamente la uscita in corrente alternata, senza raddrizzare.

2. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il circuito fondamentale di un convertitore è illustrato in fig. 1.

Per ottenere il migliore rendimento si fa uso di un trasformatore il cui nucleo presenta un ciclo d'isteresi quasi rettangolare, come quello indicato in fig. 2.

Per comprendere meglio il funzionamento supponiamo che il circuito sia in oscillazione e che nessun carico sia applicato all'uscita. Se il transistore Q_1 è in conduzione, la tensione di alimentazione è applicata alla corrispondente metà del primario N_p. La corrente cresce linearmente nel tempo secondo la legge:

$$I = \frac{V_{cc}}{L} \cdot t$$

dove: V_{cc} = tensione applicata (si trascurano per semplicità la tensione di saturazione del transistore e la caduta di tensione dovuta alla resistenza primaria)

L = induttanza di metà del primario N_p.

Il flusso magnetico nel nucleo segue l'andamento della corrente, e la sua variazione induce pertanto una tensione negli altri avvolgimenti, di valore proporzionale al numero delle spire.

Il senso degli avvolgimenti è tale che il transistore Q_1 riceve una polarizzazione negativa di base, e quindi continua a condurre, e il transistore Q_2 è invece all'interdizione a causa di una tensione positiva applicata alla base.

Quando l'aumento del flusso magnetico tende a saturare il nucleo, le tensioni indotte diminuiscono e diminuisce fra l'altro l'eccitazione di base del transistore Q_1. Questo transistore non può più restare saturato, la corrente di collettore incomincia a diminuire, il flusso assume una variazione di segno opposto, le tensioni indotte si invertono e rapidamente, per effetto rigenerativo, Q_1 passa allo stato di interdizione.

Questo processo di rovesciamento delle tensioni ha per effetto di invertire la polarizzazione di base di Q_2, che viene quindi portato dall'interdizione alla piena conduzione.

Da questo momento il ciclo riprende come si è detto più sopra.

La fig. 3 mostra l'andamento delle correnti e tensioni.

È importante notare che i transistori, durante il semiperiodo di interdizione, sono sottoposti ad una tensione doppia della tensione di alimentazione. Ciò deriva dal fatto che, quando per esempio Q_1 conduce, la metà del primario N_p relativa a Q_2 ha una tensione indotta di polarità tale da sommarsi con la tensione di alimentazione.

La punta di corrente alla fine del semiperiodo di conduzione che si verifica prima che il processo di commutazione abbia inizio è dovuta alla saturazione del nucleo, per cui l'induttanza cade ad un valore quasi nullo. La corrente tende pertanto a salire ad un valore limitato solo dal guadagno in corrente del transistore.

3. - PROGETTO DI UN CONVERTITORE

Di norma, il punto di partenza consiste nello scegliere il tipo di nucleo.

Se si decide di realizzare un convertitore che ha una frequenza di lavoro non superiore a circa 1.000 cicli al secondo si può usare del lamierino ottenuto da leghe speciali a ciclo d'isteresi rettangolare, caratterizzate da alta permeabilità fino alla saturazione. Esempi di queste leghe sono i lamierini HGR della Società inglese TELCON (per esempio il tipo 225N) oppure i lamierini HYPERM della Società tedesca KRUPP-WIDIA (nei tipi 1, 2, 3, 7 che si possono ottenere tagliati in tutte le grandezze secondo le norme DIN 41.302, ed in vari spessori).

Questo è il caso per esempio se si deve progettare un convertitore che fornisca un'uscita a 50 Hz, cioè pari a quella di rete, oppure a 400 Hz, valore molto diffuso negli impianti a bordo di aeromobili.

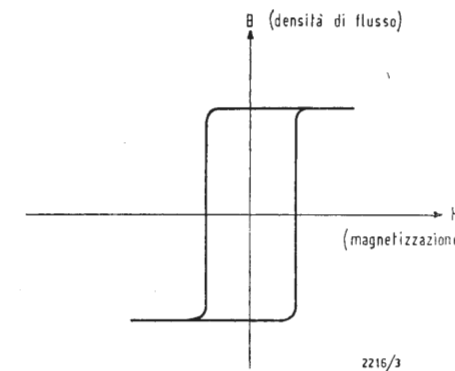



Fig. 2 - Ciclo di isteresi idealizzato di un materiale a permeabilità elevata e saturazione magnetica brusca.

Fig. 3 - Corrente e tensione primarie e flusso nel nucleo del trasformatore.

Per frequenze di lavoro superiori si scelgono di preferenza nuclei in ferrite. Questi ultimi hanno il vantaggio di costare meno dei nuclei lamellari, e la frequenza più elevata di lavoro ha per effetto, come vedremo in seguito, di permettere la realizzazione di trasformatori di più ridotte dimensioni. Il rendimento non essendo molto differente nei due casi, a pari potenza, è quasi sempre vantaggioso l'impiego della ferrite e di una frequenza di lavoro più elevata possibile.

Attenzione però al limite che può essere imposto da due fattori.

Anzitutto i transistori. Essi non dissipano molta potenza quando sono o in piena conduzione o all'interdizione, ma sono chiamati a dissipare una punta di energia durante il corto tempo di commutazione da uno stato all'altro (specialmente durante il passaggio dalla conduzione all'interdizione). Perciò, nel caso di frequenze elevate occorre scegliere un transistore con limite di frequenza più elevato, oppure impiegarlo per correnti e tensioni sensibilmente inferiori alle massime ammissibili dichiarate dal costruttore.

In ogni caso acquista maggior importanza lo studio accurato del montaggio meccanico nei riguardi del raffreddamento.

In secondo luogo i diodi raddrizzatori. Infatti, salvo casi eccezionali, per esempio di generatori di ultrasuoni, l'impiego di frequenze superiori a 1.000 Hz presuppone che si voglia raddrizzare l'uscita per ottenere corrente continua. Quando si impiegano diodi raddrizzatori a frequenza superiore al limite usuale di 400 Hz la dissipazione causata dalla corrente inversa dovuta alle cariche immagazzinate alla fine di ogni semiperiodo di conduzione può assumere valori elevati.

Occorre precisare che le perdite nei diodi raddrizzatori hanno tre origini:

1) Caduta di tensione diretta, quando il diodo è in stato di conduzione;

2) Corrente inversa di fuga, quando il diodo è allo stato di interdizione;

3) Fenomeni transienti di commutazione, durante il passaggio da uno stato all'altro.

A frequenze basse la quasi totalità delle perdite è dovuta alla somma delle perdite dovute alle prime due cause.

A frequenze alte, dell'ordine di qualche kHz, le perdite provocate dai transienti di commutazione specialmente durante il passaggio dallo stato di conduzione a quello di interdizione, diventano predominanti. Queste perdite dipendono in larga misura dalle caratteristiche del circuito esterno e risultano praticamente proporzionali alla frequenza.

Le soluzioni possibili per evitare danni ai diodi consistono nel prevedere un migliore raffreddamento oppure nell'utilizzare i diodi a valori più bassi della tensione inversa ammissibile a bassa frequenza.

Si può dimostrare che, a pari dissipazione totale del diodo, la frequenza di lavoro può essere raddoppiata se si dimezza la tensione inversa. Ciò vale in particolare nel caso di raddrizzamento di un'onda quadra, il caso appunto di un convertitore del tipo che stiamo studiando.

La situazione è meno grave nel caso di onda sinusoidale.

4. - CALCOLO DEL TRASFORMATORE

Come quasi sempre nel caso di avvolgimenti provvisti di nuclei magnetici, il progetto si ottiene per approssimazioni successive.

La procedura classica consiste nel fissare il tipo di nucleo e le sue dimensioni geometriche lasciandosi guidare dall'esperienza o da qualche esempio funzionante. In base ai dati magnetici del nucleo prescelto e alla tensione di alimentazione si possono ora decidere i parametri dell'avvolgimento primario (ovvero di eccitazione) i quali si riducono essenzialmente a due: la frequenza di lavoro e la corrente magnetizzante.

Per ottenere il miglior rendimento del convertitore la corrente magnetizzante dovrebbe essere la più piccola possibile. Ma una bassa corrente magnetizzante richiede una elevata induttanza primaria che a sua volta impone un elevato numero di spire.

Inoltre, aumentando l'induttanza, la frequenza di lavoro diminuisce, come pure la potenza di uscita, a pari nucleo.

Una volta trovata la soluzione di compromesso si può calcolare il numero di spire primario e quindi quello degli altri avvolgimenti.

Lo spazio disponibile sul nucleo per gli avvolgimenti è quindi distribuito fra i vari avvolgimenti e si fa un tentativo per fissare il diametro dei fili, tenendo presenti gli isolamenti necessari e le densità di corrente ammissibili.

Se il risultato dei calcoli non è soddisfacente si modifica il progetto variando i parametri dell'avvolgimento se le correzioni richieste sono piccole, oppure scegliendo un altro nucleo.

Dopo queste premesse, vediamo di stabilire una procedura di calcolo.

La tensione di alimentazione V_{in} costituisce di solito il punto di partenza.

I transistori che si impiegheranno devono avere una tensione ammissibile di collettore non inferiore al doppio della tensione di alimentazione.

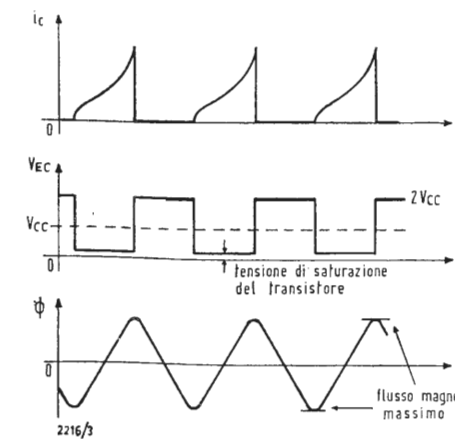
La tensione di uscita V_{OUT} e la corrente di uscita I_{OUT} a pieno carico sono gli altri dati conosciuti.

Essi ci permettono di calcolare approssimativamente la corrente media di alimentazione I_{in}:

$I_{in} = I_{OUT} \, (V_{OUT}/\eta \, V_{in})$

in cui η è il rendimento presumibile, che può essere compreso fra 0,6 e 0,85.

Questa corrente fluisce per mezzo pe-

riodo attraverso un transistore, e per il seguente mezzo periodo attraverso l'altro transistore. I transistore scelti dovranno quindi possedere una corrente massima ammissibile di collettore almeno pari a I_{in}.

4.1. - Avvolgimento primario.
La corrente effettiva di collettore durante il semiperiodo di conduzione può essere considerata come la somma di due componenti:
$I_c = I_i + I_2$
in cui I_1 è costante, e rappresenta la corrente utilizzata all'uscita riferita al primario:
$I_i = I_{OUT}\,(V_{OUT}/V_{in})$
e I_2 che ha una variazione lineare nel tempo e che è prodotta dalla tensione costante V_{in} applicata ai capi del primario di induttanza L_p:

$$\frac{d\,I_2}{dt} = \frac{V_{in}}{L_p}$$

Se τ è la durata del semiperiodo, il valore massimo raggiunto dalla componente I_2, che è la corrente magnetizzante, sarà:

$$I_{2M} = \frac{V_{in}\,\tau}{L_p} \qquad (1$$

e $\tau = \dfrac{1}{2f}$ in cui f è la frequenza di lavoro.
Si ammette generalmente che la corrente magnetizzante salga ad un valore massimo pari a circa il 10% della corrente I_1
L'intensità del campo magnetico nel nucleo è data da:

$$H = \frac{4\,\pi\,N_p\,I}{10\,l} = \frac{1{,}26\,N_p\,I}{l} \qquad (2$$

in cui:
H = campo magnetico in oersted,
N_p = numero delle spire di ½ primario
I = corrente magnetizzante in ampere
l = lunghezza mediana del percorso magnetico in centimetri.
Per un corretto funzionamento del convertitore occorre che il campo magnetico raggiunga alla fine di ogni semiperiodo (quando la corrente magnetizzante raggiunge il suo valore massimo) il valore necessario per saturare il nucleo.
Sia quindi H_s il valore che deve avere il campo magnetico alla saturazione (questo è un parametro intrinseco di ogni materiale magnetico; esso è basso per materiali ad alta permeabilità: per esempio $H_s \simeq 2$ per certe ferriti, come Philips 3E1, e per certe leghe a ciclo di isteresi rettangolare, come Telcon HCR; può salire a valori di 100 oe per lamierini comuni da trasformatore). Dovrà quindi essere:

$$\frac{1{,}26\,N_p\,I_{2M}}{l} \geq H_s \qquad (2a$$

In questa formula H_s ed l sono determinati dalla scelta del nucleo che si pensa di utilizzare. Quindi N_p, numero di spire di metà del primario, può essere calcolato quando si fissi il valore della corrente magnetizzante massima (usualmente 10% della corrente trasferita al carico massimo).
L'espressione derivata dalla (1 che permette di calcolare la frequenza in funzione dei parametri del trasformatore e del circuito è la seguente:

$$f = \frac{V_{in}\cdot 10^8}{4\,N_p\,A\,B_s} \qquad (1a$$

in cui:
f = frequenza di lavoro, in cicli al secondo,
V_{in} = tensione applicata a ½ primario, in V,
N_p = numero di spire di ½ primario,
A = sezione retta del nucleo in cm²
B_s = densità di flusso alla saturazione in gauss.
B_s è di nuovo un parametro intrinseco del materiale usato per il nucleo (per esempio da 2.000 a 4.000 gauss per certe ferriti, circa 15.000 gauss per le leghe a ciclo rettangolare, maggiore per i lamierini normali).
Il valore di N_p precedentemente calcolato può ora venir sostituito nell'ultima espressione per ottenere il valore della frequenza di lavoro. Se si desidera modificare il valore della frequenza, si può cambiare il valore della sezione A (scegliendo un altro nucleo nel caso di ferriti, o impiegando un numero diverso di lamierini negli altri casi).

4.2. - Avvolgimento di reazione.
Una volta determinato il numero di spire primario N_p si può fissare il numero di spire del circuito di base N_r dall'espressione:

$$N_r = N_p\,\frac{V_{in}}{V_r}$$

in cui V_r è la tensione di reazione necessaria data da:
$V_r = V_{be} + I_b\,R_b$
in cui:
V_{be} = tensione base-emettitore in corrispondenza della corrente massima di collettore, in Volt,
I_b = corrente di base richiesta, con corrente massima di collettore, in ampere,
R_b = resistenza esterna di base, in Ω

4.3. - Avvolgimento di reazione.
Se la tensione di uscita è determinata, il numero di spire secondarie N_s si calcola mediante l'espressione:

$$V_{OUT} = \frac{N_s}{N_p}\,V_{in} - R_{OUT}\,I_{OUT}$$

in cui:
R_{OUT} è la resistenza di uscita, cioè la somma della resistenza dell'avvolgimento secondario, più tutte le resistenze esistenti al primario riferite al secondario I_{OUT} è la corrente a carico massimo di uscita. Il prodotto $R_{OUT}\,I_{OUT}$, che è piccolo in generale, non si può agevolmente calcolare a questo stadio. Ma si può semplicemente trascurare in prima approssimazione.

5. - AVVIAMENTO AUTOMATICO

Affinchè il circuito si ponga spontaneamente in oscillazione quando la tensione di alimentazione è applicata occorre che i transistori siano opportunamente polarizzati in conduzione, in modo che il circuito presenti un guadagno, in controreazione, superiore all'unità.
Ciò si ottiene nel modo più semplice con l'aiuto di una resistenza (R_s) fra l'alimentazione di collettore ed il circuito di base.
Il valore di questa resistenza si può trovare mediante l'espressione:

$$R_s = R_b\,\frac{V_{in}}{V_T}$$

in cui V_T è la tensione base-emettitore necessaria per mettere sufficientemente in conduzione i transistori e assicurare che il guadagno sia superiore all'unità. Per transistori di potenza al Germanio è $V_T \simeq 0{,}3$ V, per transistori al Silicio $V_T \simeq 0{,}6$ V.
Questa resistenza abbassa il rendimento in quanto consuma in permanenza corrente.
Se in serie alla resistenza R_b si pone un diodo, collegato nel senso che permette il passaggio della corrente di base durante l'oscillazione, esso sarà in opposizione alla corrente che circola attraverso R_b.
Questa corrente pertanto fluirà tutta nelle basi dei transistori, R_s potrà pertanto possedere un valore R_s' più elevato, calcolabile dall'espressione:

$$R_s' = \frac{V_{in}}{2\,I_T}$$

in cui I_T è la corrente di base necessaria per far circolare una corrente di collettore pari ad una piccola frazione della corrente normale di funzionamento.

6. - CONCLUSIONI

Quando il calcolo in prima approssimazione è stato condotto a termine, restano da terminare le sezioni dei fili e gli isolamenti in funzione delle tensioni e delle correnti.
Può accadere che il nucleo scelto non accomodi esattamente gli avvolgimenti, nel qual caso occorre ripetere il procedimento di calcolo con un nucleo di forma diversa oppure assumere valori diversi per la corrente magnetizzante e la frequenza fino a trovare una soluzione soddisfacente.
Disequilibrature degli avvolgimenti primario e di reazione si riducono grandemente effettuando tali avvolgimenti in forma bifilare.
È pure opportuno fare uso di transistori selezionati, con guadagno in corrente più simile possibile; in caso contrario occorre limitare la corrente massima di collettore ammessa in sede di calcolo.
Il rendimento sarà massimo a pieno carico, e con carico resistivo; e decrescerà al diminuire del carico, poichè la corrente magnetizzante, in prima approssimazione, non cambia.
Un carico capacitivo rende più difficile l'avviamento spontaneo, specialmente a bassa temperatura, quando il guadagno dei transistori è minimo.
Questa condizione di carico si verifica quando il carico è costituito da un raddrizzatore seguito da un filtro ad ingresso capacitivo.
Se si riscontrano difficoltà di avviamento conviene prevedere un filtro ad ingresso induttivo nel caso di un raddrizzatore a ponte o a doppia semionda.
Una resistenza limitatrice di corrente in serie all'uscita è sufficiente nel caso di un raddrizzatore a una semionda o di un duplicatore di tensione.
Ciò evita di dover abbassare il valore di R_s, con conseguente riduzione del rendimento, per assicurare l'avviamento.
È buona norma collegare direttamente ai capi del secondario un condensatore di ottima qualità per diminuire i picchi di tensione causati dall'induttanza di dispersione del trasformatore.
Un valore orientativo nel caso di secondario con tensione compresa fra 300 e 600 V e una frequenza di lavoro di 1 kHz è 1.000 pF.
Quando il convertitore è montato e funzionante si può controllare con lo oscilloscopio se l'eccitazione di base non è inutilmente eccessiva.
A tale scopo si collega l'oscilloscopio all'uscita, osservando l'onda quadra prodotta.
Si sostituiscono provvisoriamente R_s e R_b con potenziometri di valore adeguato.
Per diverse condizioni di carico si regolano R_s ed R_b in modo da contenere in ogni caso la sovraoscillazione del fronte dell'onda di uscita entro il 10% dell'ampiezza dell'onda stessa.
A questo punto è sufficiente smontare e misurare la resistenza dei potenziometri, sostituendoli con resistenze fisse del valore più prossimo possibile a quello misurato.
Se il convertitore produce delle interferenze a radio-frequenza, queste possono venire ridotte ponendo in serie con l'entrata una induttanza senza nucleo comportante circa 50 spire di filo di sezione conveniente avvolte su singolo strato con un diametro di 10 ÷ 15 millimetri.
Per il buon funzionamento di un convertitore è necessario che l'impedenza della sorgente di alimentazione sia la più bassa possibile.
Per questo è bene che nel convertitore stesso un condensatore elettrolitico di grande capacità sia collegato fra i due terminali di alimentazione a valle di ogni eventuale filtro a radio-frequenza inserito sull'entrata.
Un valore indicativo, nel caso di potenze piccole e medie, ed alimentazione a 12 V, è 250 uF. *A*

Raoul Biancheri

Applicazioni industriali dei transistori ad effetto di campo*

La relativamente recente apparizione sul mercato di transistori ad effetto di campo al silicio ci ha spronati ad esplorare le possibilità di questi nuovi semiconduttori. I nostri primi risultati, già vecchi di un anno, erano promettenti, ma possedevano un sapore di sale; fortunatamente il prezzo di questi elementi si abbassava sufficientemente nei mesi che seguivano, per permetterci di proseguire i nostri esperimenti senza tremare ad ogni inserzione di tensione. I risultati ottenuti sono già rimarchevoli poichè, ad esempio, i transistori ad effetto di campo rimpiazzano vantaggiosamente, nei due montaggi descritti qui di seguito, sia i tubi elettrometrici sia i pentodi. Attualmente è in corso una evoluzione in questo campo. Alcuni nuovi semiconduttori ad impedenza d'ingresso molto alta, a porta isolata da uno strato di ossido di silicio secondo la tecnologia MOST, sono in commercio da più di un anno negli Stati Uniti e cominciano ad essere prodotti in serie in Europa. Nel campo industriale tali semiconduttori saranno molto apprezzati per numerose applicazioni a condizione che il loro prezzo divenga più accessibile.

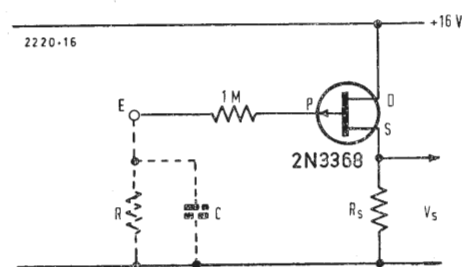



Fig. 1 - Questo montaggio molto semplice consente di determinare la corrente di fuga I_{DP} di un transistore ad effetto di campo (tecnologia FET).

1. - IL TRANSISTORE AD EFFETTO DI CAMPO IN MONTAGGIO « DRAIN-COMUNE »

Il montaggio del transistore ad effetto di campo in « sorgente follower » o, se si preferisce, in « drain comune » corrisponde al montaggio classico del transistore a collettore comune.
La controreazione apportata dalla resistenza della sorgente R_s riduce la capacità d'ingresso ed aumenta l'impedenza d'ingresso. Quest'ultima è molto elevata e difficile da misurare, poichè si deve tener conto della corrente di fuga (drain-porta) I_{DP}.

1.1. - Misura della corrente di fuga.

Per misurare con una certa precisione questa corrente di fuga, come pure l'impedenza apparente d'ingresso, è comodo utilizzare lo schema della fig. 1. Se s'impiega solamente un condensatore tra la porta P ed il polo negativo dell'alimentazione, la corrente di fuga I_{DP} carica il condensatore e si potrà misurare la tensione ai capi della resistenza R_s. Con una tensione di alimentazione di 16 V, una resistenza R_s di 20 kΩ ed un condensatore di 0,1 μF, l'aumento della tensione V_s in funzione del tempo è dato dalla fig. 2*a* per un transistore 2N 3368 a 20 °C (2).

La corrente di fuga è data dalla relazione:

$$I_{DP} = C \frac{\Delta V}{\Delta t}.$$

Per $\Delta t = 16\ m = 960\ s$ si trova sulla curva $\Delta V = 1 V$ da cui:

$$I_{DP} = \frac{0{,}1 \cdot 10^{-6} \cdot 1}{960} \approx 1.10^{-10}\ A$$

ossia 100 mA.
Sostituiamo ora il condensatore da 0,1 μF con un circuito R-C parallelo.
Per $C = 1{,}1\ \mu F$ ed $R = 2.10^8\ \Omega$ si ottiene la curva 1 della fig. 2*b*; per $R = 10^9\ \Omega$ e lo stesso condensatore, si ottiene la curva 3. Da queste due curve si può dedurre la resistenza reale del circuito globale: si trova rispettivamente $2{,}28 \cdot 10^8\ \Omega$ e $1{,}17 \cdot 10^9\ \Omega$ ossia 228 MΩ e 1.170 MΩ. Questi valori sono molto vicini alla resistenza R, soprattutto se si considerano le difficoltà nella misura di resistenze di valore elevato. Questi risultati mostrano che l'impedenza d'ingresso è ben superiore a $10^9\ \Omega$ cioè a 1000 MΩ
Per tentare, frattanto, di misurare questa impedenza, dobbiamo procedere per campionature. Abbiamo rilevato innanzitutto la curva 1 della fig. 3 con $C = 1{,}1\ \mu F$ e $R = 10^9\ \Omega$ indi abbiamo ricominciato la misura, collegando

* *Electronique Industrielle*, dicembre 1965.

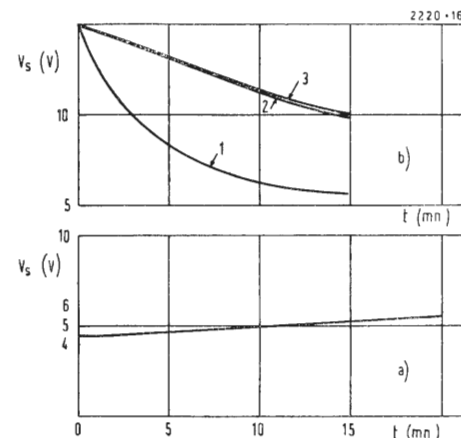



Fig. 2 - Variazione della tensione V_s in funzione del tempo rilevato, a 20° C, con il circuito della figura 1 per $C = 0{,}1\ \mu F$, $R = \infty$ e $R_s = 20\ K\Omega$ (*a*) curve di scarica per $C = 1{,}1\ \mu F$ e $R = 200\ M\Omega$ (1), per $C = 1{,}1\ \mu F$ e $R = 1.000\ M\Omega$ in parallelo con un diodo Zener 1N3524 di 18 V (2) e per $C = 1{,}1\ \mu F$ e $R = 1.000\ M\Omega$ (3) (*b*).

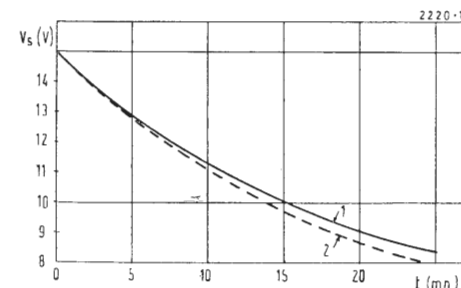



Fig. 3 - Curve di scarica rilevate come precedentemente, l'una normalmente (1) e l'altra con « campionature » (2). Su quest'ultima, le parti a tratto pieno corrispondono ai periodi di misura, quelle in tratteggio sono estrapolate. Il circuito si compone di $C = 1{,}1\ \mu F$ e $R = 1.000\ M\Omega$.

il circuito sulla porta del transistore durante un tempo abbastanza corto, per cinque minuti completi. Dai punti ottenuti abbiamo dedotto la curva reale di scarica rappresentata con 2 nella fig. 3.
Essendo quest'ultima situata sulla precedente abbiamo dedotto, in prima approssimazione, che la corrente di fuga I_{DP} è la sola a modificare l'impedenza d'ingresso in corrente continua.
Come con i transistori classici al silicio, la corrente di fuga raddoppia ogni qualvolta la temperatura aumenta di 10 °C. Passando da 20 °C a 60 °C, la corrente di fuga, precedentemente trovata, diverrà $I_{DP\,60} = 16 \cdot 10^{-10}\ A = 1{,}6\ nA$.
Per una resistenza di porta R, la corrente I_{DP} stabilirà una tensione $V_P = R \cdot I_{DP}$.
La variazione ΔV_P da 20 °C a 60 °C sarà: $\Delta V_P = R \cdot 1{,}5 \cdot 10^9\ A$.
Se ad esempio $R = 2 \cdot 10^8\ \Omega$, $\Delta V_P = 0{,}3\ V$.
In corrente alternata questa variazione sarà senza interferenze; essa sposterà leggermente solo il punto di polarizzazione. Per contro, in corrente continua questa variazione di 300 mV, molesta per le scale basse, esige un circuito differenziale.

1.2. - Utilizzazione e protezione dei transistori ad effetto di campo.

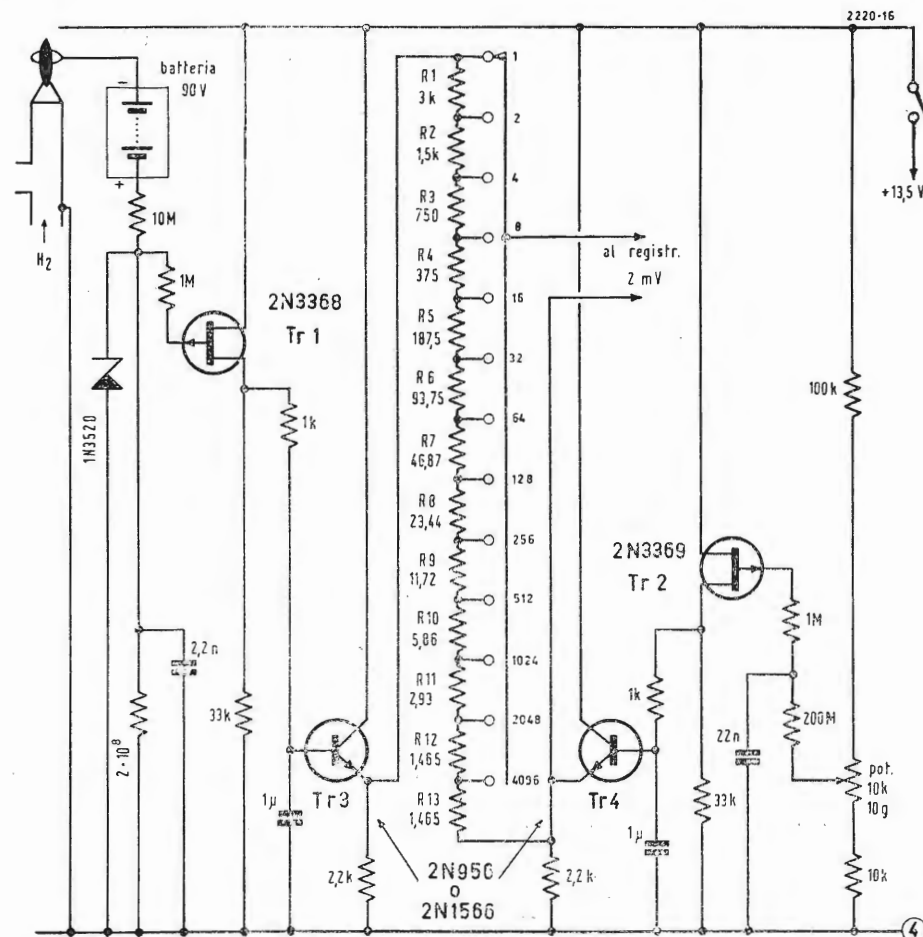
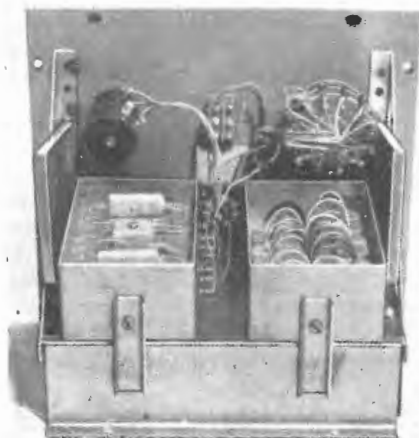
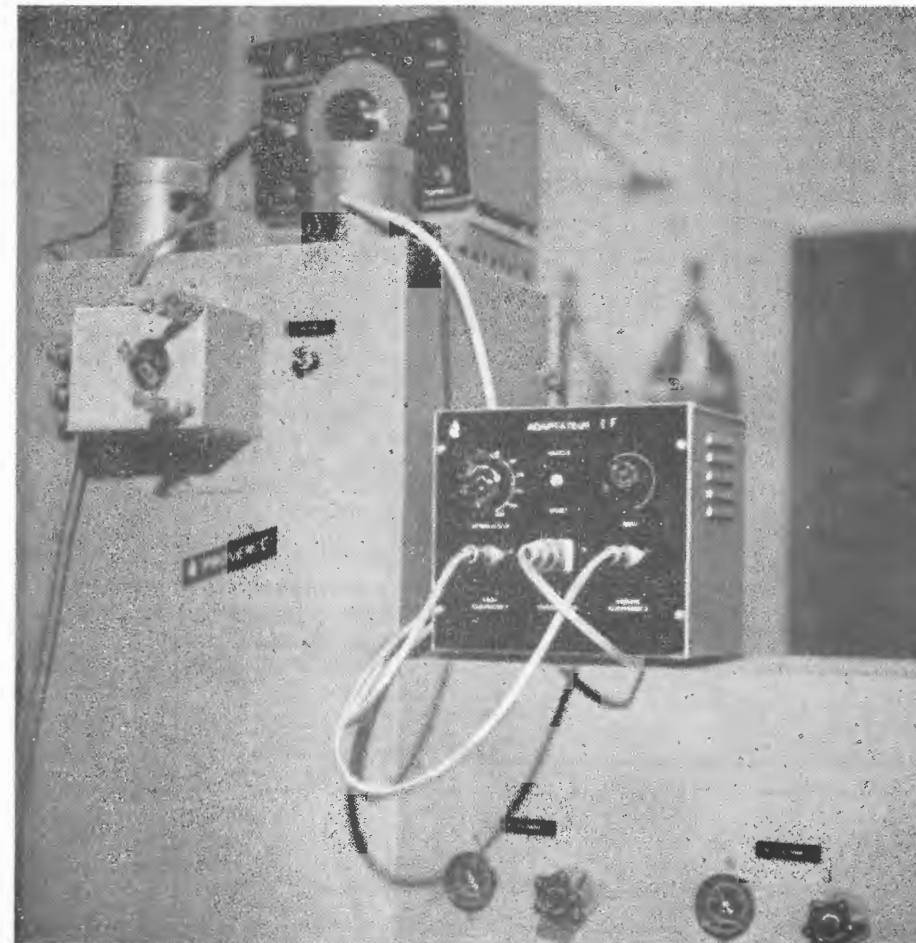
La manipolazione dei transistori ad effetto di campo deve essere effettuata con un minimo di precauzione, sopra tutto nel montaggio in « drain comune ».
In effetti, essendo data l'impedenza d'ingresso molto alta, se la porta non è protetta possono essere inserite nella porta tensioni molto superiori alla tensione di scarica « porta drain » ossia, ad esempio, per un semplice contatto con le dita o con il saldatore oppure per carica elettrostatica.
Una scarica parziale si può produrre e, da qui, una considerevole diminuzione dell'impedenza d'ingresso ed il deterioramento delle qualità del semiconduttore.
La messa a punto dei circuiti elettrici sopra descritti ci ha dato l'occasione di verificare queste asserzioni.
In effetti, questi due montaggi hanno un circuito d'ingresso alimentato con tensione abbastanza elevata (da 90 a 100 V). Per uno di questi montaggi abbiamo protetto la porta con un circuito divisore che limita la tensione a 50 V. Disgraziatamente le resistenze di questo divisore esigevano 200 MΩ ed è stato sufficiente un semplice contatto molto leggero delle dita perchè la protezione fosse cortocircuitata e la tensione fosse pressochè applicata totalmente alla porta.
Per l'altro circuito eravamo tranquilli, poichè l'isolamento era ottenuto con un condensatore di 40 pF. La forza dell'abitudine ci ha fatto dimenticare che i 90 V, applicati bruscamente a ciascuna inserzione di tensione attraverso 40 pF e 200 MΩ in serie, producevano un transitorio di tensione la cui ampiezza, non essendo limitata che nel rapporto delle capacità di collegamento e di ingresso, è di circa 80 V, ed il risultato è stato la distruzione del transistore.
Al fine di ottenere una protezione efficace abbiamo naturalmente pensato di impiegare un diodo Zener in parallelo all'ingresso. Ma la corrente di fuga nella zona di tensione inferiore alla tensione dello Zener rischia di essere molesta.
Una prova ci ha convinti del contrario! Il risultato è visibile sulla curva 2 della fig. 2*b*.
Questa curva differisce dalla curva 3 per la messa in parallelo sul circuito *R-C* della fig. 1 (200 MΩ e 1,1 μF in parallelo) di un diodo Zener 1N 3524 di 18 V (International Rectifier). Un semplice calcolo consente di trovare una corrente di fuga di circa 0,25 nA ossia una resistenza equivalente di fuga di 40.000 MΩ su 10 V.
Questo metodo di protezione è valido sia in corrente continua che in bassa frequenza. In effetti la capacità del diodo Zener è, in queste condizioni, di 100 ÷ 200 pF, il che riduce la banda passante a 20 o 10 Hz per una resistenza d'ingresso di 100 MΩ.

2. - ADATTATORE DI IMPEDENZE PER RIVELATORE A IONIZZAZIONE DI FIAMMA

La cromatografia gassosa ha rivoluzionato l'analisi chimica. Essa è largamente usata nei laboratori e per il controllo industriale. Molto brevemente, ricorderemo che questo metodo consiste nel realizzare la separazione di un gas o di un vapore per assorbimento selettivo su un solido diviso, generalmente l'alluminio. All'uscita della colonna di assorbimento, i gas, sospinti da un gas vettore, che è il più sovente l'idrogeno, giungono in ondate ben distinte. La rivelazione di queste onde è fatta con differenti dispositivi come katarometro a filo o a termistore, ionizzazione di fiamma, ionizzazione con radioelementi, bilancio di densità, ecc.

2.1. - Il rivelatore.

Il rivelatore a ionizzazione di fiamma utilizza la variazione di conducibilità di una piccola fiamma di idrogeno che brucia nell'aria, nella quale si iniettano i gas provenienti dalla colonna di cromatografia.
I composti idrocarbonati, bruciando, forniscono una quantità di ioni che rendono la fiamma più conduttrice. Per una stessa sostanza la resistenza della fiamma è proporzionale in limiti abbastanza larghi.
La fiamma dell'idrogeno solo ha una

Fig. 4 - Amplificatore per rivelatore cromatografico a ionizzazione di fiamma, utilizzante due transistori ad effetto di campo. L'impedenza del registratore deve essere elevata onde non modificare la linearità dell'attenuatore. Un potenziometro elettronico è l'ideale per questo scopo.

Vista interna dell'adattatore per ionizzazione di fiamma. I circuiti sono sistemati in due scatole che formano uno schermo, le pile sono disposte sul telaio in un contenitore in materiale plastico.

resistenza di circa 10^{13} Ω, cioè 10^7 MΩ per i rivelatori classici. Con forti concentrazioni in gas carbonato la resistenza cade a 10^9 Ω circa, ossia 10^3 MΩ. Se si pone in serie con l'elettrodo di fiamma una pila di 90 Volt ed una resistenza di $2 \cdot 10^8$ Ω, si otterrà ai capi di quest'ultima una tensione compresa tra qualche millivolt e qualche Volt, a seconda che la fiamma sia di solo idrogeno o sia quella di un miscuglio di idrogeno e gas carbonato.

2.2. - L'adattatore.

L'adattatore è schematizzato nella fig. 4. È un montaggio differenziale il cui ingresso è protetto da un diodo Zener 1N 3520 (12 V).

Il rumore termico della resistenza d'ingresso è secondo la formula classica; $E^2 = 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 2.10^8 \cdot \Delta f = 3,2 \cdot 10^{-12} \cdot \Delta f$.

Prendendo 100 pF come somma delle capacità d'ingresso, si trova una frequenza di taglio f uguale a:

$$f = \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^8 \cdot 10^{-10}} \approx 8 \text{ Hz},$$

da cui $E = \sqrt{3,2 \cdot 8 \cdot 10^{-12}} \approx 5 \cdot 10^{-6}$ V ≈ 5 µV.

Questo rumore termico è trascurabile anche per la massima sensibilità (2 mV).

Il transistore ad effetto di campo 2N 3369 montato sul lato opposto all'ingresso è regolato da un potenziometro di 10 kΩ.

Una resistenza di 200 MΩ in serie alla porta permette l'equilibrio di corrente di fuga come avevamo precedentemente indicato.

Le curve della figura 5 mostrano la variazione della corrente « drain-sorgente » I_{DS} in funzione della tensione di porta V_P per tre transistori 2N 3368 ed un 2N 3369.

Per Tr_2 si deve utilizzare un semiconduttore la cui curva sia sfalsata a destra di quella di Tr_1 in modo da poter regolare lo zero con il potenziometro di 10 kΩ. A condizione di selezionarli, è possibile utilizzare i tipi 2N 3368 per Tr_1 e Tr_2; ad esempio curva A per Tr_1 e curva B per Tr_2.

L'insieme del circuito della figura 4, salvo l'attenuatore, è montato in una piccola scatola, nella quale i transistori devono essere l'uno accanto all'altro al fine di eguagliare il più possibile la loro temperatura. L'adattatore, la cui risposta è lineare fra 0 a 8 V, è previsto per essere collegato ad un potenziometro Speedomax con scala di 2 mV. Per una scala più elevata, 10 mV ad esempio, il circuito rimane il medesimo.

Complesso nel quale si può vedere, a destra, un adattatore per ionizzazione di fiamma in servizio su un cromatografo di laboratorio.

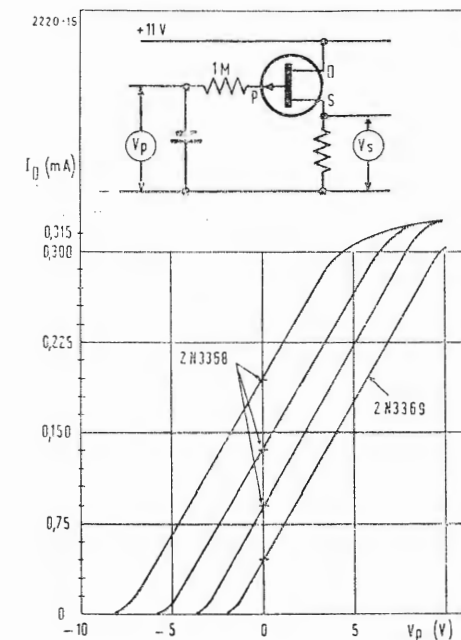



Fig. 5 - Curve statiche $I_D = f(V_P)$ di tre transistori 2N3368 e di un 2N3369. La dispersione delle caratteristiche dei primi mostra la necessità di una terna per i montaggi a corrente continua.

L'attenuatore, la cui resistenza totale è di 6 kΩ, è montato separatamente in un'altra piccola scatola, per evitare anche lì gli effetti della temperatura, poichè le resistenze a filo di manganina o in « cuprox » formano delle coppie nei punti di saldatura con i fili di rame; e sulla scala di 2 mV un errore del 10% rappresenta 200 µV ossia 4 °C per una coppia rame-manganina.

Aggiungiamo inoltre che la scala è lineare da 0 a 8 V, il che permette un rapporto di attenuazione di 4.000 per una scala minima di uscita di 2 mV. La figura 6 e la fotografia danno una idea della disposizione del complesso.

La pila di 90 Volt deve essere situata in un contenitore isolante, ad esempio in cloruro di polivinile; ed è bene anche colarvi dentro della paraffina. Essendo il consumo trascurabile, è sufficiente una alimentazione fornita da tre classiche pile a 4,5 V per assicurare il servizio per parecchi mesi.

3. - AMPLIFICATORE PER ANALIZZATORE A RAGGI INFRAROSSI NON DISPERSIVO TIPO LUFT

Gli analizzatori a raggi infrarossi sono molto utilizzati industrialmente per il controllo permanente dei gas. I differenti modelli attualmente in commercio sono quasi tutti basati sul principio dell'apparecchio messo a punto dal Dr. Luft alla B.A.S.F. nel 1938. Lo schema di principio di un analizzatore di questo tipo è riportato nella figura 7*a*.

I raggi infrarossi emessi da due sorgenti in filo di nichel-cromo, attraversano rispettivamente una cellula di misura ed una cellula di riferimento. I due percorsi sono periodicamente interrotti da un otturatore rotante.

3.1. - Il rivelatore.

Il rivelatore a raggi infrarossi tipo Luft è costituito da due camere di egual volume, che sono separate l'una dall'altra da un foglio di alluminio di qualche decimo di micron di spessore (fig. 7*b*). Il raggio infrarosso penetra attraverso due finestre, generalmente

Fig. 6 - Disposizione pratica dei circuiti della fig. 4. Il montaggio meccanico ed elettrico deve essere abbastanza compatto e rigido. Il cavo coassiale di collegamento con il rivelatore sarà, preferibilmente, del tipo «antisegnale» (a schermatura semirigida).

in fluorina (CaF_2) che possiede la proprietà di essere trasparente fino a qualche micron di lunghezza d'onda.
Le due camere sono riempite di un miscuglio composto di Argon e di un gas identico a quello che si vuole dosare. L'energia del raggio infrarosso è assorbita periodicamente nelle bande caratteristiche. L'energia delle molecole di gas aumenta, il che si traduce in aumento di temperatura e di pressione. Se l'intensità dell'irradiazione è la stessa per le due camere, le variazioni di pressione sono identiche da una parte e dall'altra della membrana, che resta praticamente immobile.
Ma se l'intensità da una parte è inferiore, si avrà uno squilibrio, e la membrana sarà sottoposta a variazioni di pressione, al ritmo dell'otturatore. Al fine di evitare uno squilibrio statico, un canale capillare congiunge le due camere. La membrana in alluminio, di qualche centimetro quadrato di superficie, è situata di fronte ad un elettrodo piatto fisso. L'insieme costituisce un condensatore vibrante, la cui capacità a riposo va da 30 a 50 pF. Per misurare l'ampiezza dello spostamento della membrana esistono parecchi procedimenti.
Uno, ad esempio, consiste nel montare un condensatore vibrante in uno dei circuiti di un oscillatore sintonizzato sia di placca che di griglia, funzionante ad 1 MHz. Regolando il circuito in modo tale da lavorare su carico induttivo, la corrente media dell'oscillatore sarà modellata al ritmo dell'otturatore. Questo circuito è abbastanza difficile da regolare per ottenere una buona linearità. Noi abbiamo utilizzato il procedimento più comune, che consiste nell'alimentare il condensatore di misura con una tensione continua di 90 V attraverso una resistenza di valore elevato.
Gli spostamenti della membrana si traducono in variazioni di capacità, da cui si ha una variazione di tensione ai capi del condensatore e d'intensità ai capi della resistenza serie. Si può

Fig. 7 - Analizzatore a raggi infrarossi tipo Luft, in cui la radiazione di due sorgenti, interrotta da un otturatore rotante, penetra in due camere (*a*). Le due camere sono separate da una sottile membrana di alluminio che forma, con un elettrodo fisso, un condensatore che varia secondo la differenza di pressione tra le due camere stesse (*b*).

Fig. 8 - Il rivelatore capacitivo può essere montato in due differenti modi: il primo (*a*) è il più semplice, ma il secondo (*b*) è il più vantaggioso, poichè uno dei due poli del rivelatore è a massa.

Fig. 10 - Schema completo dell'amplificatore per analizzatore a raggi infrarossi non dispersivo, con uscita in intensità.

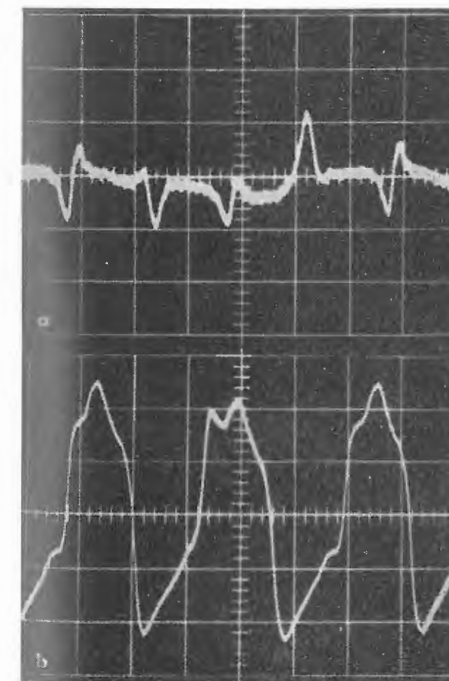



Fig. 9 - Andamento dei segnali misurati l'uno (*a*) all'uscita dell'adattatore della figura 10 (tensione *E*), allorchè l'analizzatore è a zero (asse $Y = 2$ mV/cm), l'altro (*b*) alla stessa uscita, ma quando l'analizzatore è ai 2/3 del valore di fondo scala (asse $Y = 2$ V/cm).

montare il condensatore di misura in due modi, schematizzati in figura 8. L'inconveniente del montaggio «a» sta nel fatto che il rivelatore è completamente isolato. Per contro la misura si effettua direttamente ai capi della resistenza di carico *R*, che serve ugualmente da fuga per la leggera corrente I_{DP}.
Nel montaggio «b» uno degli elettrodi del rivelatore è collegato a massa. Così sarà in generale tutta la scatola di quest'ultimo, il che presenterà il grandissimo vantaggio di ridurre considerevolmente i segnali parassiti e di evitare gli effetti della capacità delle mani.
È abbastanza complicato calcolare la risposta teorica di questi circuiti tanto che non si conosce esattamente la funzione rappresentante il movimento della membrana.
In modo approssimato si può tuttavia considerare la variazione come sinusoidale alla frequenza di 5 Hz, poichè l'otturatore è progressivo su una grande parte del suo ciclo. Essendo l'impedenza del condensatore rivelatore di circa 10^9 Ω a 5 Hz, se si prende una resistenza *R* abbastanza elevata, ad esempio da $2 \cdot 10^8$ a 10^9 Ω, i risultati saranno sensibilmente equivalenti nei due casi, poichè c'è alla fine la impedenza capacitiva del diodo Zener di protezione, che va da 2 a $5 \cdot 10^8$ Ω, che causa la principale attenuazione. In pratica all'uscita dell'adattatore si trova un segnale di 8 ÷ 10 mV. Le figure 9*a* 9*b* mostrano l'andamento di questi segnali.
La figura 9*a* corrisponde allo zero dell'analizzatore (nessun assorbimento); i picchi sono dovuti a difetti del sistema di otturazione, allo squilibrio delle camere, ecc. La figura 9*b* corrisponde ad un segnale, il cui valore è pari a circa i 2/3 della scala di misura, ottenuto per mezzo di una taratura elettrica, che consiste nel modificare l'emissione infrarossa di una delle due sorgenti, ponendo una resistenza fissa in parallelo sul suo filamento.

3.2. - L'amplificatore.

Per ottenere il segnale della figura 9*b* avevamo posto tutto l'apparato in una gabbia di Faraday.
Il montaggio reale porta ad un segnale meno puro, comprendente segnali parassiti, soprattutto a 50 Hz.
È allora necessario fare uso di un amplificatore selettivo. Un preamplificatore, composto di due transistori 2N 2925 (planari al silicio, impregnati con resine epossidiche) in montaggio

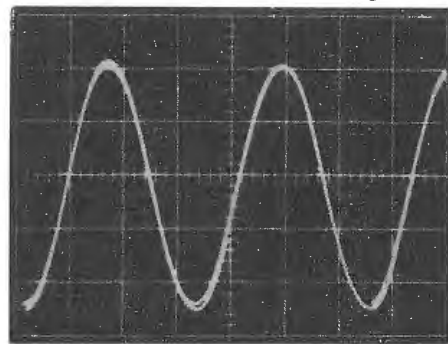



Fig. 11 - Andamento del segnale alternato a 5 Hz, rilevato all'uscita dello stadio amplificatore a T parallelo della figura 10 (asse Y = 0,5 V/cm).

Darlington con controreazione con una resistenza sull'emettitore (guadagno in tensione di 25), permette l'inserzione del filtro con una sufficiente tensione (fig. 10).
L'amplificatore selettivo di concezione classica con circuito accordato a T a 5 Hz, serve anche da regolatore del guadagno con divisore potenziometrico situato nel carico del collettore. Il guadagno di questo amplificatore va da 10 a 5 Hz. La figura 11 mostra l'andamento del segnale a 5 Hz all'uscita del filtro. Un nuovo stadio Darlington a transistori 2N 2925, con forte controreazione (guadagno di 12) è seguito da un raddrizzatore a doppia alternanza equipaggiato con diodi SFD 129 (Cosem) a bassa caduta di tensione diretta. A partire dalla tensione raddrizzata, gli stadi lavorano in corrente continua e meritano qualche attenzione. La corrente raddrizzata è filtrata con due cellule R-C (47 kΩ e 4,7 μF), ma il ritorno non lo si fa direttamente sul polo positivo. In effetti si deve da una parte polarizzare lo stadio di uscita e d'altra parte compensare la deriva termica delle due giunzioni base-emettitore, cioè 4 mV/°C. Si ottiene questo risultato, prelevando con il potenziometro di zero (4,7 kΩ) una parte della tensione diretta di tre diodi M22 (modelli miniaturizzati al silicio Silec). Questa tensione si aggiunge alla tensione di misura, regolabile con il potenziometro di guadagno fine di 20 kΩ. La tensione risultante è nuovamente filtrata con un circuito R-C (10 kΩ e 2 × 4,7 μF) ed immessa in un convertitore tensione-intensità.
La corrente di uscita I_s è legata alla tensione di eccitazione V_A dalla relazione $V_A = R_1 \times \Delta I_s$. Come base abbiamo considerato $V_A = 1$ V.
Il valore della resistenza R_1 è variabile a seconda dell'intensità del segnale di ingresso desiderata, come pure quello di R_2, resistenza che serve da protezione.
Questi valori saranno, per differenti scale d'intensità, i seguenti: 0 ÷ 5 mA: R_1 = 200 Ω, R_2 = 680 Ω; 1 ÷ 5 mA: R_1 = 250 Ω, R_2 = 680 Ω; 4 ÷ 20 mA: R_1 = 62,5 Ω, R_2 = 150 Ω.
Grazie all'uso di transistori p-n-p al silicio, l'uscita ha uno dei suoi poli, il negativo, direttamente a massa.
L'uscita in intensità è preferibile a quella in tensione, per ragioni ben note agli specialisti in apparecchi di misura industriali:
— la resistenza della linea non disturba la misura (R massima di 2.500 Ω per 5 mA e di 500 Ω per 20 mA);
— i registratori elettronici industriali funzionano quasi tutti con dei segnali di intensità; il loro costo è nettamente inferiore a quello dei potenziometri classici e giustifica pienamente il loro impiego;
— i regolatori elettronici classici funzionano per la maggior parte con segnali di intensità;
— parecchi indicatori o registratori possono essere collegati in serie senza effettuare alcuna regolazione speciale;
— è facile, se necessario, ottenere un segnale di tensione ai capi di una resistenza percorsa da una corrente mentre l'inverso è quasi mai possibile.

L'amplificatore per analizzatore a raggi infrarossi è stato realizzato in due scatole semistagne. Di tipo tale che la scatola corrispondente all'ingresso può essere sistemata vicino al rivelatore, il che riduce al minimo i disturbi parassiti. L'alimentazione è indipendente.

Fig. 12 - Il circuito di uscita dell'amplificatore della figura 10 presenta una leggera deriva termica, reso praticamente trascurabile con il montaggio differenziale qui mostrato, in cui i transistori devono essere accoppiati.

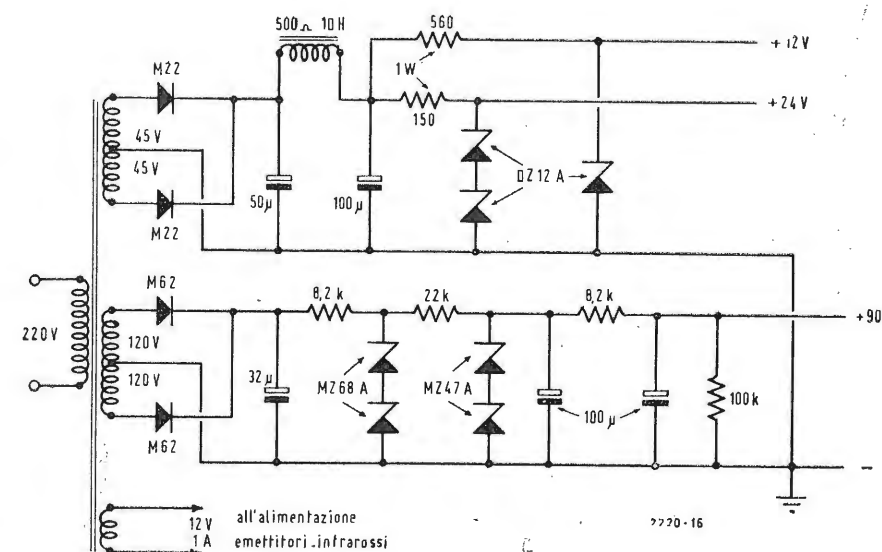



Fig. 13 - Alimentazione dei circuiti dell'analizzatore. Poichè la sorgente di 90 V ha una erogazione praticamente nulla, può essere rimpiazzata da una pila. I diodi sono di marca SILEC.

Lo stadio di uscita, che viene descritto, presenta il vantaggio di essere molto semplice poiché, con solo due transistori realizza in una volta l'amplificazione e la conversione tensione-intensità.
Sebbene compensato in temperatura non è totalmente insensibile a questa. La deriva può raggiungere l'1,5% del valore del segnale di uscita per una variazione di 10 °C.
Se, come capita di frequente, l'analizzatore è contenuto in termostato, questa deriva non sarà affatto molesta. Per contro, se non è stabilizzato in temperatura, il circuito di uscita della figura 12, che si richiama ad un montaggio differenziale abbastanza classico, sarà preferibile.
Con un amplificatore la deriva termica non è che dell'1% per una variazione di 30 °C. I transistori p-n-p- al silicio BCY 39 dovranno essere accoppiati in guadagno (h_{FE} di 15 circa) come pure i BCY 40 (h_{FE} di 30 circa). I valori delle resistenze R_1 e R_2 sono identici a quelli dello schema semplificato. Il diodo Zener DZ 15 A (15 V) permette di limitare la dissipazione del transistore di riferimento. Il circuito è regolato per mezzo di una comune resistenza di emettitore in modo da ottenere circa 2 V tra il punto N ed il polo positivo.
L'alimentazione sul settore della figura 13 è classica. Il suo trasformatore dovrà essere provvisto di uno schermo elettrostatico efficace onde ridurre l'influenza dei parassiti. I due strumenti che abbiamo descritti, più particolarmente famigliari ai chimici, illustrano alcune applicazioni dei transistori ad effetto di campo in casi in cui i transistori classici non permetterebbero di ottenere i risultati attesi. Normalmente, con questi nuovi transistori realizziamo relè a lunga durata di temporizzazione, integratori, ecc.
I tipi MOST, che presentano una impedenza d'ingresso nettamente superiore, devono ancora aumentarne il campo di utilizzazione. Già fin da ora si possono ottenere dei risultati molto incoraggianti.
In effetti, l'adattatore per ionizzazione di fiamma, che abbiamo descritto, permette di raggiungere attenuazioni di 4.000, cosa difficilmente possibile con tuci elettrometrici senza dover cambiare la resistenza d'ingresso. Un simile risultato è molto interessante, poichè permette di misurare in una sola volta, con la cromatografia, un rapporto di concentrazione molto grande come, ad esempio, un picco di prodotto principale ed una impurità di 1 ÷ 2 · 10^{-5}.
È lo stesso per l'amplificatore dell'analizzatore a raggi infrarossi, il cui limite di sensibilità e tale che, sotto pressione normale, con una cellula di misura di 200 mm di lunghezza, è possibile coprire tutta la scala per 1,5 · 10^{-5} di gas carbonico nell'azoto. Lo stesso amplificatore serve, ben inteso, per le scale normali. *A*

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per ind. Adriano Covi

Misuratore di campo VHF-UHF UNA, mod. EP596

Fig. 1 - Fotografia dello strumento.

1. - PREMESSA

Il tecnico che deve realizzare un impianto TV o FM può, all'atto della installazione dell'antenna, trovarsi di fronte a notevoli difficoltà.
Finchè egli si trova in un punto con visibilità ottica della antenna trasmittente, il segnale, che quindi non è disturbato nella sua propagazione da ostacoli, è sufficientemente elevato, ma non appena si esce dal campo di visibilità le cose si complicano. Infatti, la presenza di ostacoli (palazzi, colline, montagne ecc.) provoca una notevole attenuazione del segnale, favorendo in tal modo la captazione di segnali disturbo.
Questi segnali disturbo sono provocati dalle onde riflesse dagli ostacoli, e sono tanto più accentuati quanto più vicino è l'ostacolo che preclude la visibilità.
Il tecnico deve quindi scegliere la posizione più opportuna per l'installazione dell'antenna, in modo da ottenere la miglior ricezione.
In questo suo compito gli è indispensabile servirsi del misuratore di campo che è uno strumento in grado di misurare l'intensità di campo elettromagnetico presente sul luogo dell'installazione.
Il misuratore di campo non è certo uno strumento poco noto o che abbia bisogno di lunghi discorsi per essere presentato; d'altra parte però esso può interessare un così vasto stuolo di tecnici, che ci è parso utile trattarlo in questa rubrica.
Il tipo che abbiamo scelto è il modello EP596 della UNA in quanto esso risponde ai requisiti che un tecnico installatore potrebbe ricercare in questo strumento, come: peso ed ingombro limitati, alta sensibilità, e alimentazione mediante batterie interne.

2. - DATI TECNICI

Campo di frequenza VHF: per la TV nazionale canali A-I (I-II-III Banda). Canali europei 1-12.
Precisione di frequenza nella gamma VHF: le posizioni del commutatore relative ai canali sono tarate sulle corrispondenti portanti video; un verniero permette la sintonizzazione fine.
Campo di frequenza FM: 88 ÷ 104 MHz;
Campo di frequenza UHF: 470 ÷ 740 MHz;
Precisione di frequenza nella gamma UHF: ± 5%;
Campo di misura VHF: 10 μV ÷ 30 mV in 6 portate;
Campo di misura UHF: 30 μV ÷ 30 mV in 6 portate.
Il campo può essere esteso inserendo l'attenuatore da 10 dB fornito a richiesta.
Precisione nella misura VHF: ± 3 dB
Precisione nella misura UHF: ± 6 dB
Impedenza di ingresso 75 Ω dissimmetrici ± 10%.
L'impedenza di ingresso può essere portata a 300 Ω simmetrici inserendo il traslatore 75/300 Ω fornito a richiesta; in questo caso il valore della lettura effettuata sullo strumento deve essere raddoppiato.
Alimentazione: n. 6 pile da 3 V.
Autonomia: 100 ore di funzionamento intermittente.
Dimensioni 170 × 270 × 150 cm.
Peso: 4 kg.

3. - DESCRIZIONE DELLO SCHEMA ELETTRICO

Lo schema del misuratore di campo EP596, che si riconduce a quello di un ricevitore, possiamo per chiarezza, considerarlo suddiviso in 4 sezioni: alimentatore, sezione VHF, sezione IF, sezione UHF. Esaminiamole ora una alla volta.

3.1. - Alimentazione

L'alimentazione, che come abbiamo già detto è assicurata tramite batterie interne, viene, grazie al gruppo costituito dal transistor V_5 e dal diodo Zener Z_2, stabilizzata ad una tensione di 12 V.
Il funzionamento di questo circuito è piuttosto semplice infatti il circuito serie costituito dal diodo Z_2 e dalla resistenza R_{25}, fa variare, in funzione della tensione di batteria il potenziale della base del transistor in modo da mantenere costante la tensione a valle del transistor V_5.
In pratica grazie a questo circuito si rende indipendente la tensione di alimentazione del circuito dalla diminuzione di tensione delle batterie: questo fino a quando la tensione delle batterie non sia scesa, a causa del consumo delle stesse, al di sotto dei 13 V (batterie al limite della carica).

3.2. - Sezione VHF

L'impedenza di ingresso dello stadio VHF è di 75 Ω dissimmetrici e può essere portata a 300 Ω mediante l'inserzione del traslatore 75/300 Ω; in questo caso, a causa del rapporto di trasformazione del traslatore, è necessario moltiplicare per due la lettura dello strumento, per ottenere il valore reale del segnale VHF.
Il segnale viene applicato al transistor V_7 (infatti in tutte le posizioni $A \div I$ del commutatore di canale i punti 4-3 sono cortocircuitati). Il segnale all'uscita da questo stadio viene applicato all'emettitore del transistor V_8 che funge da miscelatore.
Infatti a questo viene inviato oltre che il segnale VHF anche il segnale di conversione fornito dall'oscillatore V_9.
Le diverse frequenze che questo oscillatore deve generare per i diversi canali sono ottenute variando, tramite il relativo commutatore, i componenti del circuito oscillante (punti 10-9-11). La regolazione fine della frequenza dell'oscillatore si esegue tramite il condensatore C_{38}.
Il segnale di battimento in media frequenza che si sviluppa quindi sul collettore del transistor V_8 viene applicato all'attenuatore e attraverso questo all'amplificatore *IF*.
È interessante notare che all'attenuatore viene applicato il segnale quando questo è già stato convertito in *IF*, esso funziona quindi a frequenza fissa garantendo in tal modo il comportamento costante per tutti i canali.

3.3. - Sezione IF

Il segnale a frequenza intermedia dopo aver attraversato l'attenuatore giunge sulla base del transistor V_1 che costituisce il primo amplificatore di *IF*. Il circuito accordato (a 40 MHz) è collegato sul collettore del transistor e parte del segnale che si localizza su questo viene riportata, tramite il condensatore C_1, sulla base introducendo così una reazione negativa.
A questo stadio amplificatore ne segue uno separatore costituito dal transistor V_2 il cui scopo è di impedire eventuali reazioni tra il primo stadio amplificatore costituito da V_1 e il secondo costituito dal transistor V_3.
Questo secondo stadio amplificatore è del tutto simile a quello precedente.
Il segnale a media frequenza all'uscita di questo viene raddrizzato dal circuito costituito dal diodo Z_1 e dal condensatore C_{16}, e filtrato dalla cellula a π costituito da C_{17}, R_{19}, C_{18}, e quindi, attraverso la resistenza R_{20}, applicata allo strumento indicatore S_1 tramite il quale si può eseguire la lettura del valore in μV del campo ricevuto.

3.4. - Sezione UHF

Quando il commutatore per la scelta dei canali è in posizione UHF i punti 5 e 3 sono collegati per mezzo del condensatore C_{24} mentre l'ingresso VHF è automaticamente escluso.
Il commutatore in questa posizione assicura inoltre l'alimentazione di questa sezione, che nelle altre posizioni non è alimentata.
L'impedenza di ingresso è, come per la sezione VHF, di 75 Ω, trasformabili in 300 mediante l'uso del traslatore 75/300 ed anche in questo caso è necessario usare l'accorgimento di moltiplicare per due le indicazioni fornite dallo strumento per ottenere il valore reale.
Il segnale all'ingresso di questa sezione viene applicato al diodo convertitore Z_3.
Il segnale di conversione necessario per la gamma UHF viene fornito da un apposito oscillatore costituito dal transistor V_{10}.
Più precisamente è la terza armonica della frequenza generata da questo oscillatore che viene applicata al diodo Z_3.
Il segnale di battimento (40 MHz) così ottenuto viene quindi amplificato dal transistor V_7 e attraverso la sezione *IF* giunge all'indicatore S_1.
Questo strumento è inoltre corredato da due circuiti ausiliari di controllo, uno, che con l'accensione di una lampadina, avvisa quando il misuratore di campo è alimentato, ed un monitore per la scelta del canale.
Il circuito spia, poichè l'accensione di una lampadina ad incandescenza avrebbe elevato eccessivamente il consumo, è realizzato mediante il transistor V_6 che funziona come oscillatore ed alimenta una lampadina al neon.
Il circuito monitore è realizzato prelevando parte del segnale rettificato dal diodo Z_1, e inviandolo al transistor V_4. Il segnale amplificato da questo transistor può, inserendo una cuffia nelle apposite boccole, essere ascoltato permettendo così di individuare il canale desiderato.

4. - COMANDI

I comandi dello strumento situati sul pannello frontale sono costituiti da due commutatori e dal comando di sintonia.
Il primo commutatore è a otto posizioni a 6 delle quali corrispondono le diverse portate dello strumento indicatore e precisamente:
— posizione 100: valore di fondo scala dello strumento 100 μV (la lettura

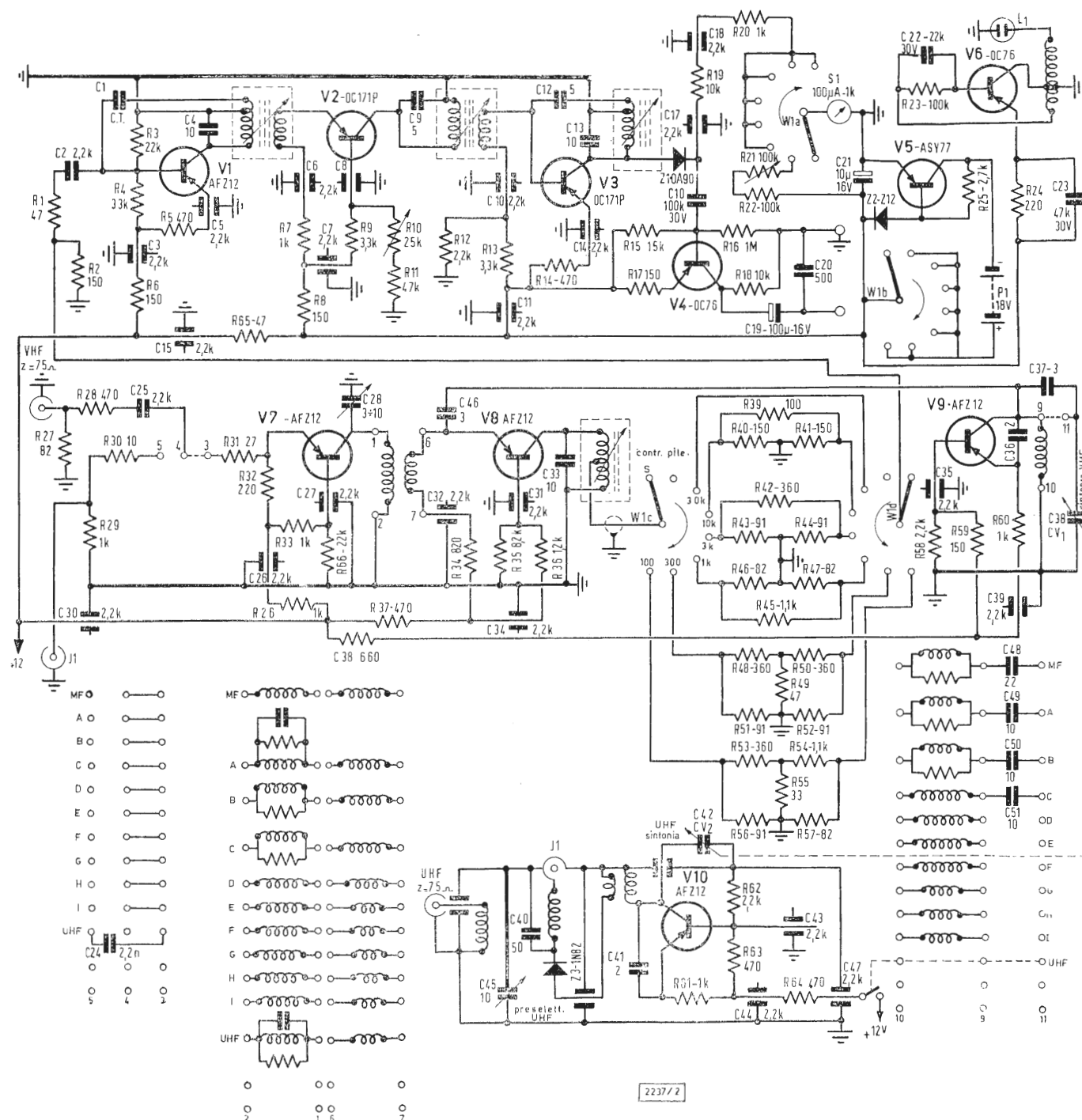



Fig. 2 - Schema elettrico.

deve essere eseguita sulla scala 0-100);
— posizione 300: il valore di fondo scala è di 300 μV e la lettura deve essere effettuata sulla scala 0-300;
— le successive posizioni, indicate come 1k, 3k, 10k, 30k, indicano le altre portate dello strumento e rispettivamente 1 mV, 3 mV, 10 mV 30 mV.

Il medesimo commutatore nelle altre due posizioni 1°SP e Contr. batt. indica nella prima apparecchio spento, e nella seconda predispone il circuito per il controllo delle batterie. In questa posizione, con batterie efficienti, l'indice dello strumento deve posizionarsi nel tratto rosso della scala.

Il secondo commutatore è invece relativo ai canali; esso consente, nella gamma VHF, la ricezione dei canali A ÷ I, ha poi una posizione UHF, e un'ultima per ricevere la FM.

Il comando di sintonia che è unico sia per VHF che UHF consente la regolazione fine della sintonia.

Vi è un ulteriore comando UHF (C45) che permette la regolazione ausiliaria nella gamma UHF.

Vi sono poi, sempre nella parte frontale, i bocchettoni VHF e UHF per l'ingresso del segnale in misura, e le boccole per l'inserzione della cuffia di controllo.

5. - MANOVRE

Le pile sono accessibili nella parte inferiore dello strumento.

L'uso e la manovra di questo strumento sono abbastanza semplici e basteranno perciò poche righe per chiarirli.

A seconda del segnale che si desidera misurare, VHF o UHF, esso deve essere applicato al corrispondente bocchettone coassiale ricordandosi però che l'impedenza di ingresso di questi è 75 Ω dissimmetrici, e che si può, se è necessario, avere una impedenza di ingresso di 300 Ω simmetrici interponendo il traslatore 75/300 (tipo P43).

Si deve ora portare il commutatore canali in corrispondenza del canale desiderato (A ÷ I; UHF; MF). Predisporre la portata dello strumento sui 100 μV f.s. ed agire sul comando fine della sintonia, sino ad ottenere il massimo di indicazione dello strumento.

Qualora durante questa manovra l'indice dello strumento superasse il fondo scala, aumentare via via la portata sino ad ottenere una lettura agevole.

Si può anche verificare che lo strumento indichi due massimi di segnale vicini tra di loro; in questo caso, per distinguere la portante video dalla portante suono, inserire la cuffia nelle apposite boccole, in modo da individuare la frequenza desiderata.

6.- NOTE SULL'INSTALLAZIONE DELLE ANTENNE RICEVENTI UHF

Quanto stiamo per scrivere ora, pur non essendo strettamente legato allo strumento, riguarda quelle poche eppure utili regole che devono guidare l'installatore durante il suo lavoro ed appunto per questo pensiamo debba suscitare ugualmente interesse.

Ci si riferisce soprattutto ai problemi inerenti alla ricezione della UHF in quanto per la VHF riteniamo si sia già acquisita una esperienza sufficiente. Vediamo dunque quanto riguarda le antenne UHF.

L'antenna deve essere del tipo più semplice possibile e a seconda della necessità a 8-10-12 elementi; essa deve essere installata in posizione orizzontale o verticale a seconda che l'onda trasmessa sia polarizzata in uno o nell'altro modo e questo è indicato con la lettera *O* oppure *V* aggiunta al numero distintivo del canale.

Le dimensioni degli elementi della antenna risultano molto ridotte in quanto sono in rapporto diretto con la lunghezza d'onda che è compresa, nel caso della IV banda, tra 0,64 e 0,515 m.

Il rapporto tra le dimensioni dell'antenna e la possibilità di estrazione di energia utile dallo spazio è molto minore che non per la VHF. A causa di ciò sarà necessario aumentare il numero degli elementi al fine di aumentare il guadagno.

Il tipo più noto di antenna, lo *Yagi*, è costituito: da un dipolo ripiegato a due conduttori, da uno, due o più riflettori e da sei a dieci direttori a seconda del valore del segnale. Si deve considerare inoltre che con un numero di direttori superiore a dieci si aumenta solamente la direttività senza aumentare il guadagno.

Un accorgimento per ovviare agli inconvenienti dipendenti dalla riflessione di onde dal basso è, in caso di onde polarizzate orizzontalmente, quello di disporre due antenne su piani orizzontali diversi alla distanza da una a mezza lunghezza d'onda.

Per quanto riguarda la linea di discesa bisogna tener conto di diversi fattori, in quanto da questa scelta può dipendere la buona riuscita dell'impianto.

Le caratteristiche dei due tipi di linea che possono essere utilizzate a questo scopo sono: per il tipo bifilare con 150 Ω di impedenza 14 ÷ 16 dB di attenuazione per 100 m a 500 MHz; per il tipo a cavo coassiale con 75 Ω di impedenza 18 ÷ 24 dB di attenuazione per 100 m a 500 MHz.

Il cavo bifilare come abbiamo visto presenta una minore attenuazione, però la posa della linea è piuttosto costosa in quanto deve correre ben isolata dall'antenna fino al ricevitore.

La soluzione più semplice e meno costosa è invece quella del cavo coassiale; quindi dove si abbia un segnale di una certa intensità è sicuramente da preferire, ove il segnale sia invece debole si deve ricorrere alla linea bifilare.

Per una buona ricezione è necessario che il rapporto segnale ricevuto e segnale disturbo generato dall'antenna stessa sia sufficientemente alto e precisamente 40 dB il che equivale a un rapporto di tensione di 100 volte.

Se si tiene conto che il rumore termico generato dall'antenna è di 4 M μV per una banda passante di 7 MHz, è evidente che il segnale utile dovrà essere di almeno 400 μV.

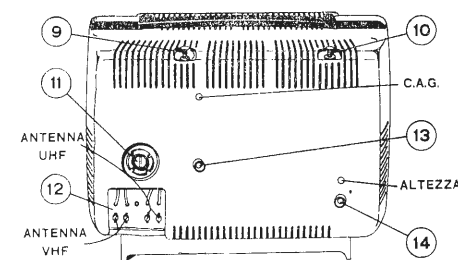
Se il segnale captato dall'antenna è molto debole si devono interporre tra questa e il ricevitore uno o più elementi di amplificazione (booster).

A

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV portatile Autovox, mod. 266

Fig. 1

Fig. 2

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Il ricevitore portatile per televisione AUTOVOX modello 266 « Jolly » presenta le seguenti caratteristiche generali: cinescopio a 110° di deflessione, 11 valvole, 3 transistori, 7 diodi al germanio, 2 diodi al silicio; altoparlante frontale; antenne per i due programmi del tipo telescopico orientabili; dimensioni 245 × 370 × 255 millimetri, peso 8 chilogrammi; media frequenza video 45,75, audio 40,25 MHz; impedenza d'ingresso 300 Ω; potenza d'uscita suono 1,2 W. Alimentazione 125, 160, 220 V; consumo circa 100 W. Sono ricevibili tutti i canali VHF e quelli UHF.

2. - VALVOLE, TRANSISTORI, DIODI

TR_{001} = AF139, amplificatore UHF; TR_{002} = AF139, oscillatore locale, convertitore UHF; V_{101} = PC900, amplificatore VHF, V_{102} = PCF801 oscillatrice locale e convertitrice VHF; V_{201} = PCF201, media frequenza video e oscillatrice orizzontale; V_{202} = PCF 200, media frequenza video e separatrice di sincronismo; V_{301} = PCL86 preamplificatrice audio e finale; V_{401} = PFL200 finale video CAG e soppressore di disturbi; V_{601} = PCL85 oscillatrice e amplificatrice finale verticale; V_{701} = PL81, amplificatrice finale orizzontale; V_{702} = PY81 economizzatrice; V_{703} = DY51, raddrizzatrice EAT; V_{402} = A28-12 W cinescopio; TR_{301} = SE 1001, media frequenza audio; D_{201} = OA90 rivelatore video; D_{301}, D_{302} = OA79 discriminatore audio; D_{501} = OA81 soppressore di disturbi; D_{502}, D_{503} = OA81 controllo automatico di frequenza; D_{601} = OA81 oscillatore verticale; D_{801} = BY100 alimentazione; D_{802} = BY114 alimentazione.

3. - INSTALLAZIONE

a) Sistemare il cambio di tensione nella posizione esatta. Tale operazione può essere eseguita utilizzando una moneta.
b) Il TV dispone di due antenne estraibili, una per la ricezione del 1° programma (9 di figura 1) ed un'altra per il secondo programma (10). Esse possono essere usate nel caso il segnale abbia una intensità sufficiente e non sia affetto da riflessioni. Per ottenere una buona ricezione tali antenne devono essere orientate nel piano verticale ed orizzontale in modo da ottenere la migliore immagine. Se il segnale è debole occorre effettuare il collegamento con un'antenna esterna.
c) Il controllo dei comandi deve essere eseguito come segue. 1°) Accendere il televisore tramite l'apposito tasto. In caso di mancato funzionamento controllare i fusibili F_{801} (1,5 A), F_{802} (1,5 A) e F_{701} (400 mA), asportando la calotta posteriore. 2°) Disporre la manopola canali sul canale desiderato e sintonizzare tramite la manopola. 3°) Controllare il funzionamento del comando di contrasto, di luminosità e di volume. 4°) Premere il tasto UHF e sintonizzarsi sulla stazione locale. 5°) Assicurarsi del perfetto funzionamento dei due programmi, compreso il sincronismo che deve mantenersi perfetto anche commutando i due canali. 6°) Se l'immagine è deformata, sbiadita o assente regolare il CAG tramite il potenziometro P_{501}, come indicato in seguito. 7°) Se i sincronismi non sono corretti regolare i relativi comandi 13 e 14 tenendo presente che il comando di sincronismo orizzontale non deve mai essere usato per centrare l'immagine. 8°) Se l'immagine risulta fuori centro agire sui centratori disposti sulla parte posteriore del giogo (figura 6). 9°) Se l'immagine è deformata eseguire le operazioni di messa a punto come sarà indicato più avanti.
d) Tenendo presente che il telaio è collegato a rete, dovendo asportare la calotta di chiusura posteriore, si dovrà procedere nel seguente modo: 1°) Sfilare le piattine bipolari, collegate alle antenne interne dalle prese posteriori di antenna (12). 2°) Svitare le quattro viti di fissaggio, due sul lato superiore due sul fondo. 3°) Svitare, ruotandola in senso antiorario, la ghiera in plastica che fissa alla calotta il mozzo di comando del cambio-tensioni. 4°) Sfilare lentamente la calotta. 5°) Svitare le due viti che fissano la piastrina supporto prese di antenna.
Dopo aver eseguito tali operazioni il televisore si trova commutato sulla presa a 125 V per effetto dello svitamento della ghiera che fissa il mozzo del cambio tensioni alla calotta, quindi occorre fare attenzione da non inserire il TV aperto su una rete a 220 V senza aver prima commutato il cambio tensioni su 220 V (tutto in senso orario). Per rimontare la calotta eseguire le stesse operazioni in senso inverso.

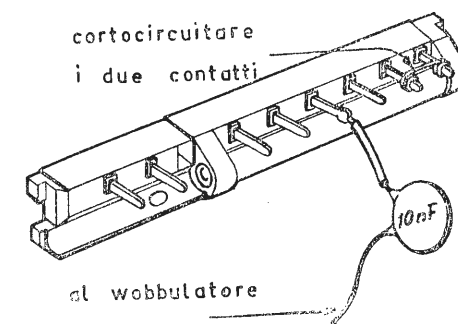



Fig. 3

Fig. 4

4. - NORME PER L'ALLINEAMENTO DEL TELEVISORE

In primo luogo, allo scopo di rendere accessibili i punti di allineamento indicati nelle figure 2 e 6, occorre: *a*) asportare la calotta di chiusura posteriore; *b*) togliere le manopole; *c*) smontare lo chassis di sinistra che comprende la basetta circuito stampato e la piastra supporto dei sintonizzatori, svitando le viti 1, 2, 4 e 5 di figura 2; *d*) svitare tramite apposita chiave il dado 3 della stessa figura; *e*) inclinare lo chassis per liberare l'appendice superiore del frontale e sollevarlo fino a fare uscire il perno saldato sull'appendice inferiore dal suo alloggiamento; *f*) svitare le viti che uniscono la piastra supporto dei sintonizzatori allo chassis della basetta circuito stampato; *g*) disinnestare i terminali a, b, c, d (figura 6) dalle relative prese AMP basetta del circuito stampato; *h*) inserire il ponticello U come illustrato in figura 6; *i*) poggiare la piastra dei sintonizzatori su un supporto di materiale isolante sagomato in modo che la posizione degli assi di comando risulti sopraelevata rispetto alla parte posteriore dei sintonizzatori. Per rimontare lo chassis si dovranno eseguire le stesse operazioni in senso inverso. Come è buona regola, prima di iniziare qualsiasi operazione di controllo o di messa a punto, l'apparecchio deve essere acceso e lasciato riscaldare per circa 15 minuti.

5. - STRUMENTI CONSIGLIABILI

a) Generatore marker avente le seguenti caratteristiche:
precisione e stabilità di frequenza nonchè possibilità di controllo e taratura della frequenza; gamme di frequenza 30 — 220 MHz, 450 — 800 MHz. Regolazione del segnale di uscita. Segnali marker che non deformino la curva in esame.
2°) Un wobulatore avente le seguenti caratteristiche:
gamme di frequenza da 30 — 220 MHz e da 450 — 800 MHz. Spazzolamento variabile 0 — 20 MHz con segnale di uscita radiofrequenza d'ampiezza costante. Regolazione della tensione di uscita con attenuatore.
3°) Un oscillografo con le seguenti caratteristiche:
guadagno dell'amplificatore verticale 30 mV/pp/cm. Larghezza di banda 5 MHz. Possibilità di taratura dell'asse verticale.
4°) Un voltmetro a valvola avente le seguenti caratteristiche:
funzionamento in corrente continua ed in corrente alternata. Fornito di sonda con rivelatore a cristallo per letture a radio frequenza. Fornito di commutatore che consenta la lettura di tensioni aventi le polarità opposte.
5°) Un alimentatore (che può essere costituito da una normale pila) da 0 a 20 V.

6. - ALLINEAMENTO DELLA MEDIA FREQUENZA VIDEO E DEL CIRCUITO DI USCITA DEL SINTONIZZATORE UHF

Per le operazioni di allineamento della media frequenza video si fa riferimento alle figure 3, 4, 5, 6, 7. Agire come segue:
1°) Il cambio di tensione deve essere predisposto su 220 V.
2°) Togliere il fusibile F_3 da 400 mA ricordandosi al termine delle misure di scaricare il condensatore elettrolitico C808A a valle del diodo BY, prima di reinserire F_3
3°) Disporre il tasto per il funzionamento del televisore in UHF.
4°) Inserire nel sintonizzatore VHF la basetta con condensatore illustrata in figura 3 disponendola sul contattiere (il gruppo VHF può essere lasciato momentaneamente senza schermo).
5°) Collegare il wobulatore, sintonizzato sulla frequenza di 43 MHz e per

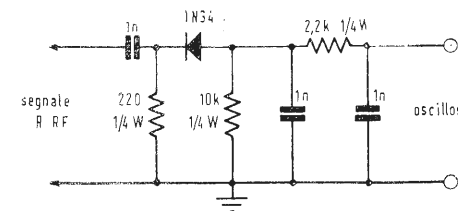
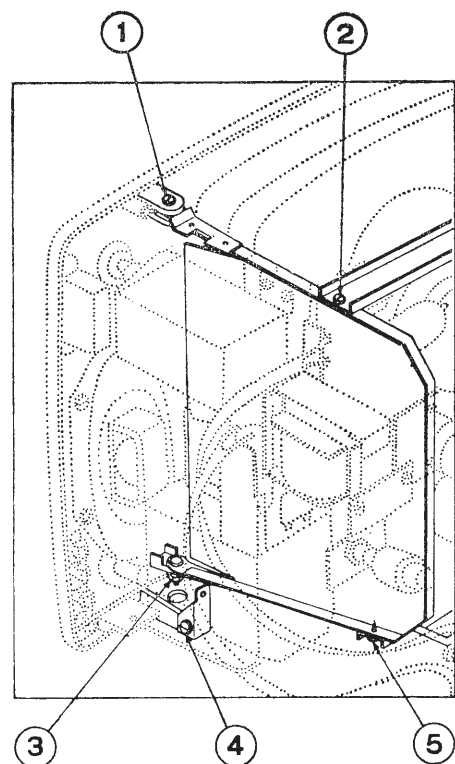
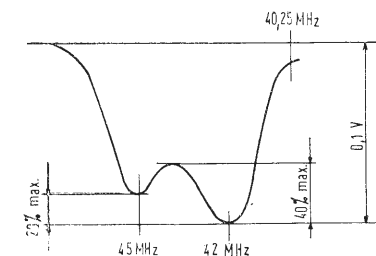



Fig. 5

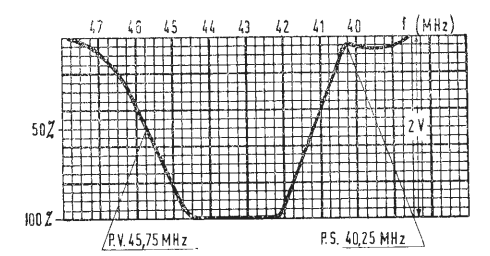



Fig. 7

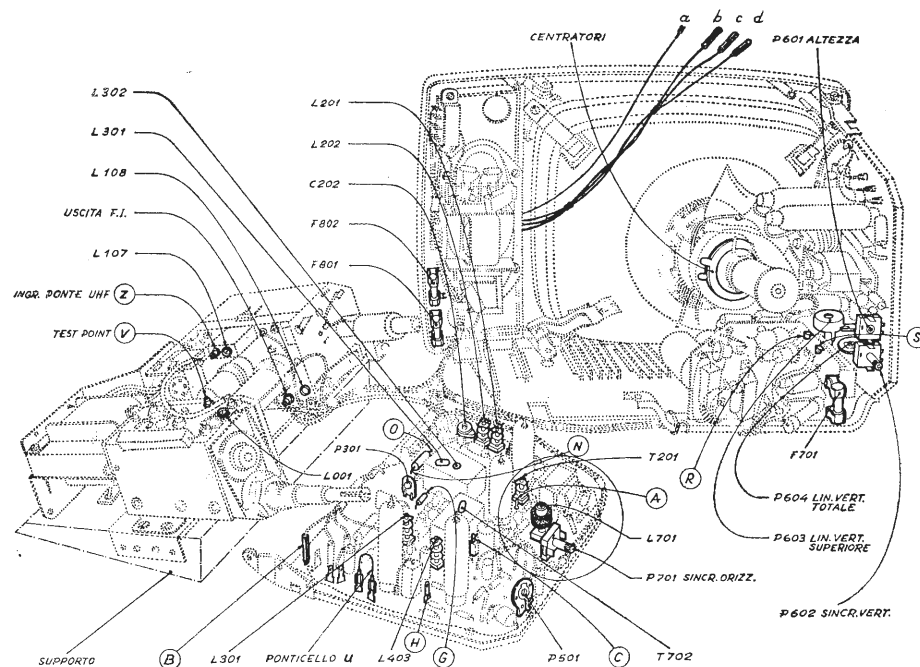



Fig. 6

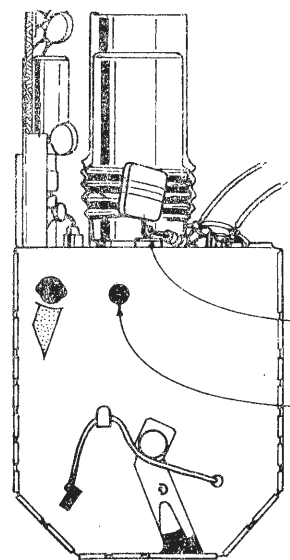



Fig. 8

la massima uscita, fra il terminale del condensatore di cui al punto 4 e la massa.
6°) Applicare una tensione negativa di 7,5 V fra il punto B e la massa (figura 6).
7°) Collegare l'oscillografo tramite il rivelatore di figura 4, nel punto A di figura 6.
8°) Inserire i marker a 40, 25 e 45 MHz.
9°) Dissaldare il lato caldo del cavetto collegato al punto Z (figura 6).
10°) Controllare che la curva che si osserva sullo schermo dell'oscillografo corrisponda a quella di figura 7 tenendo presente che l'altezza della curva dovrà corrispondere ad una tensione di 2 V ottenuta calibrando l'oscillografo e regolando il segnale di uscita fornito dal wobulatore.
11°) Se la curva si discosta dall'andamento prescritto è indispensabile procedere al riallineamento completo dell'amplificatore di media frequenza nel seguente modo:
12°) Collegare l'oscillografo tramite il rivelatore di figura 4 nel punto A di figura 6.
13°) Inserire i marker 40, 25, 42 e 45 MHz.
14°) Regolare a metà corsa il compensatore C_{202} ed estrarre il nucleo di T_{201} (figura 6).
15°) Controllare che la figura sull'oscillografo corrisponda a quella di figura 5.
16°) Regolare l'accordo della bobina L_{222} per il minimo a 40.25 MHz.
17°) Regolare l'accordo di L_{210} e L_{108} per ottenere il picco a frequenza più bassa sul marker a 42 MHz con il minimo avvallamento possibile della curva.
18°) Regolare la capacità del compensatore C_{202} fino a portare il marker a 45 MHz sul secondo picco della curva.
19°) Collegare l'oscillografo, con una resistenza da 10.000 Ω in serie sul punto C di figura 6.
20°) Accordare T_{201} e T_{202} in modo da ottenere sull'oscillografo una curva simile a quella descritta in figura 7 (calibrare l'oscillografo e regolare il segnale del wobulatore per ottenere un'altezza della curva corrispondente a 2V).
21°) Se è necessario correggere il livello corrispondente alla portante video (marker 45,75 MHz) ritoccare C_{202} ed eventualmente T_{201} e T_{202}.
22°) Togliere dal sintonizzatore VHF la basetta di collegamento del wobbulatore (vedi punto 4) e portare il commutatore sul canale H.
23°) Saldare il cavetto già dissaldato sul punto 8.
24°) Collegare il wobulatore tramite un condensatore da 1 pF al TP (test-point) V del sintonizzatore UHF (figura 6).
25°) Controllare che l'andamento della curva sia simile a quello ottenuto al punto 20. Se la curva ha un andamento differente ritoccare i nuclei L_{001} (figura 6) ed L_{107} fino ad ottenere la curva di figura 7.

7. - ALLINEAMENTO DEL SINTONIZZATORE VHF

Taratura del circuito di neutralizzazione
a) Polarizzare il punto B con una tensione fissa di — 7,5 V.

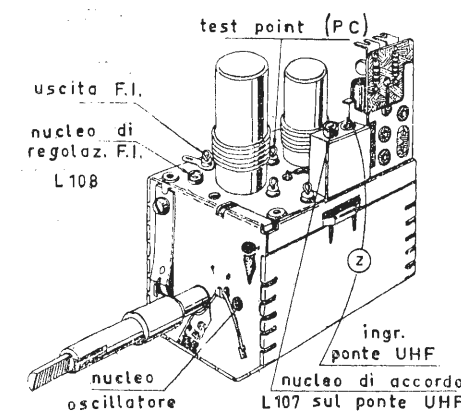



Fig. 9

c) Collegare il wobulatore ai morsetti di antenna VHF. Il cavo di uscita del wobulatore deve terminare con una impedenza bilanciata verso massa di 300 Ω. In caso contrario adattarlo mediante l'impiego di resistenze antiinduttive.
c) Portare il commutatore in posizione VHF.
d) Inserire il canale *H*, regolare la frequenza del wobulatore ed inserire i marker della portante video e della portante audio del canale *H*.
e) Collegare l'oscillografo al punto C di figura 6 tramite una resistenza da 10.000 Ω.
f) Regolare la sintonia fino ad ottenere una curva come in figura 7.
g) Applicare una tensione negativa di 20 V (è indispensabile che la tensione di polarizzazione sia di — 20 V dato che deve portare la valvola all'interdizione) nel punto di giunzione $R_{412-413}$, C_{406} ed aumentare l'uscita del wobulatore fino ad ottenere una curva ben visibile sull'oscillografo.
h) Regolare la capacità del compensatore C_{111} (figura 8) per la minima ampiezza della curva di risposta (è necessario usare un cacciavite di materiale isolante).

7.1. - Taratura del circuito di antenna ed intervalvolare

1°) Polarizzare il punto B con una tensione fissa di — 7,5 V.
2°) Disporre il tasto cambio programma in VHF.
3°) Collegare il wobulatore ai morsetti d'antenna come per il caso precedente.
4°) Collegare l'oscillografo al punto *PC* di figura 9 tramite una resistenza da 10.000 Ω.
5°) Inserire il canale H e disporre il wobulatore ed il generatore marker. secondo le portanti audio e video del canale.
6°) Variare la distanza tra le spire L_{104}, L_{105} e L_{106} fino ad ottenere la curva simile a quella di figura 10 con la massima ampiezza.

7.2. - Allineamento dell'oscillatore locale

1°) Disporre il televisore per la ricezione VHF.
2°) Applicare una tensione negativa di 7,5 V tra il punto B e la massa.
3°) Collegare il wobulatore adattato per 300 Ω bilanciati ai morsetti di antenna.
4°) Collegare l'oscillografo tramite 10.000 Ω tra il punto C e la massa.
5°) Regolare il comando di sintonia in modo che la curva di risposta raggiunga il massimo spostamento possibile, rispetto al marker *PV*, nel senso indicato dalla freccia di figura 10.
6°) Per ciascun canale regolare il nucleo della bobina dell'oscillatore in modo da far assumere al marker *PV* la posizione indicata in figura 10.
7°) Controllare che, variando la sintonia in tutto il suo campo, lo spostamento della curva sia quasi simmetrico rispetto al marker della portante suono.

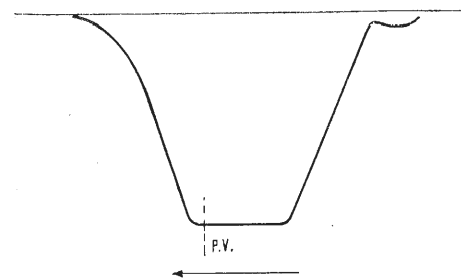
7.3. Controllo della risposta totale UHF e Media frequenza

1°) Predisporre il televisore per la ricezione UHF.
2°) Applicare la solita tensione negativa fra il punto B e la massa.
3°) Collegare il wobulatore ai morsetti di antenna UHF adattato per una impedenza di 300 Ω.
4°) Collegare l'oscillografo al punto C (figura 6) e massa tramite una resistenza da 10.000 Ω.
5°) Inserire i marker della portante video e della portante suono di un canale ad inizio gamma. Ruotare il comando di sintonia fino a far apparire sull'oscillografo la curva totale. Con il marker della portante suono in corrispondenza del punto indicato *PS* sulla figura 6 il marker della portante video *PV* dovrà risultare tra il 40 ed il 60% dell'ampiezza massima della curva totale.
6°) Ripetere l'operazione 5 per altri due canali uno al centro e l'altro verso l'estremità superiore della gamma.
7°) Inserire i marker a 468 e 792 MHz. Controllare che ai due estremi corsa della gamma i marker siano visibili sulla curva.

7.4. - Allineamento della trappola a 5,5 MHz e della media frequenza suono

1°) Collegare il generatore a 5,5 MHz tra il punto *C* e la massa tramite un condensatore da 10 nF controllando costantemente la taratura del generatore tramite battimento con oscillatore a quarzo.
2°) Regolare l'attenuatore in modo da inviare un segnale di circa 2 mV.
3°) Collegare il voltmetro a valvola in corrente continua, in parallelo al condensatore C_{310}.
4°) Accordare L_{301} e L_{403} per la massima uscita.
5°) Ripetere le operazioni del punto precedente.
6°) Regolare l'attenuatore del generatore in modo da inviare un segnale di 50 mV.
7°) Accordare L_{302} per la massima uscita.
8°) Inserire il voltmetro a valvola tra il punto G e la massa.
9°) Accordare L_{303} sino ad ottenere una tensione di uscita zero.
10°) Modulare il generatore con 400 Hz in ampiezza al 30%.
11°) Regolare la tensione di uscita del generatore a 20 mV.
12°) Controllare se il potenziometro P_{301} è regolato per la minima tensione alterna sul punto G.
13°) Togliere la modulazione d'ampiezza e regolare a 50 mV la tensione di uscita del generatore.
14°) Accordare L_{303} sino a riottenere la tensione di uscita zero sul punto G col il voltmetro in corrente continua.

Fig. 10

Fig. 11

7.5. - Allineamento dell'oscillatore orizzontale

1°) Sintonizzare il televisore sulla stazione locale.
2°) Collegare la massa ai punti P, 7, Q di figura 11.
3°) Ruotare il potenziometro di sincronismo orizzontale P_{701} sino alla sincronizzazione dell'immagine. È normale che l'immagine non rimanga in tali condizioni stabilmente sincronizzata; è però necessario che non resti inclinata né a destra né a sinistra ma perfettamente diritta.
4°) Regolare il nucleo della bobina L_{701} fino alla sincronizzazione dell'immagine, dopo aver tolto il corto circuito di tale bobina (punto Q).
5°) Togliere i collegamenti a massa ai punti P e 7e ritoccare il potenziometro P_{701} per ottenere il sincronismo.
6°) Verificare che commutando canale l'immagine rimanga perfettamente sincronizzata.

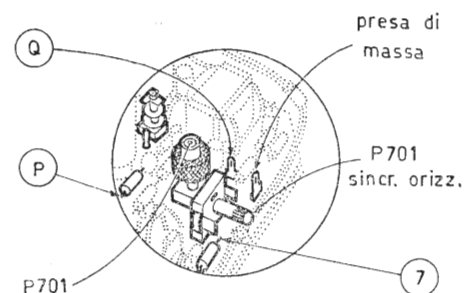
7.6. Regolazione del potenziometro CAG

1°) Applicare ai morsetti d'antenna un segnale televisivo con le due portanti modulate. L'ampiezza della portante video deve essere di qualche decina di mV (fem su 300 Ω).
2°) Collegare tra il punto H (figura 6) e la massa un oscillografo, o voltmetro a valvola per misure da picco a picco, e regolare il potenziometro P_{501} per ottenere 55 V_{pp}.

7.7. - Regolazione dei circuiti di deflessione orizzontale e verticale

Per la posizione dei comandi occorre fare riferimento alle figure 6.
1°) L'ampiezza orizzontale può essere variata agendo opportunamente sui ponticelli che cortocircuitano le resistenze R_{709} e R_{710}. Le possibili dimensioni dell'immagine, partendo dalla massima ampiezza, si ottengono nel seguente modo:
a) R_{709} e R_{710} (in cc) ponticelli inseriti.
b) R_{710} (in cc) ponticello inserito, R_{709} senza ponticello.
c) R_{709} (in cc) ponticello inserito, R_{710} senza ponticello.
d) R_{709} e R_{710} senza ponticello.
2°) Per la regolazione della deflessione verticale agire sui potenziometri:
a) P_{601} per regolare l'altezza.
b) P_{603} per regolare la linearità verticale superiore.
c) P_{604} per regolare la linearità verticale complessiva.
d) P_{602} per regolare il sincronismo verticale.

7.8. - Focalizzazione

In caso di sostituzione del cinescopio può essere utile ripristinare la corretta messa a punto del fuoco.
A tale scopo occorre collegare il piedino n. 4 del cinescopio alla presa S o R o massa (figura 6). *A*

La televisione al servizio dell'arma dei Carabinieri

Nell'ambito della inaugurazione del nuovo centro operativo del Comando Generale dell'Arma dei Carabinieri, avvenuta il 1-6-1966 a Roma, è stato ufficialmente presentato un nuovo sistema televisivo, studiato e realizzato per l'Arma dei Carabinieri dalla F I A R - Fabbrica Italiana Apparecchi Radio di Milano.
Il sistema, le cui sperimentazioni sono iniziate e proseguite fin dal mese di gennaio, utilizza un insieme di stazioni televisive mobili, autonome e di rapida installazione, nonchè elicotteri completamente attrezzati per trasmissioni televisive.
La realizzazione del sistema televisivo da elicottero, per diversi motivi di ordine tecnico, ha richiesto ai progettisti della Società costruttrice del sistema il superamento di notevoli difficoltà, non potendosi accedere ai sistemi classici già in uso e largamente impiegati dalle reti televisive nazionali.
I risultati ottenuti e confermati dalle sperimentazioni effettuate, hanno dimostrato come il problema sia stato brillantemente risolto, realizzando un mezzo di controllo e registrazione visiva altamente efficace e moderno.
Con tale sistema l'Arma dei Carabinieri viene ad essere dotata, con priorità assoluta in Italia e tra le primissime in Europa, di una possibilità di intervento che unisce alla tempestività la peculiare caratteristica di consentire il più efficace coordinamento delle azioni, direttamente e immediatamente da parte del Comando.
La totalità delle stazioni del sistema, infatti, e in particolare l'elicottero col suo trasmettitore transistorizzato, inviano con continuità le immagini riprese alle sale operative del Comando Generale e della Legione Roma, dove un complesso di monitori consente di seguire in diretta le riprese effettuate dalle varie stazioni.
Una completa console di regia e registrazione assicura infine al sistema flessibilità, caratteristiche tecniche altamente spinte e la possibilità di memorizzare in Ampex qualsiasi fase delle riprese.
Uno spirito costantemente aperto verso le possibilità più avanzate della tecnica moderna da parte dell'Arma dei Carabinieri, in collaborazione con una Ditta altamente qualificata, hanno così consentito la realizzazione di un sistema di controllo che pone da un lato l'Arma tra i Corpi più modernamente attrezzati nel mondo e dall'altro onora le capacità tecniche dell'industria nazionale.

La missione di guida missilistica svolta da un elaboratore elettronico

Un elaboratore elettronico Univac Athena ha completato presso la base delle forze aeree americane Vanderberg la sua centesima missione di guida.
L'elaboratore Athena fu creato inizialmente dalla Divisione Univac Defense Systems della Sperry Rand Corp. a St. Paul (Minnesota) come elaboratore speciale per la guida e il comando missilistico nel programma ICBM I°. Dalla sua installazione, avvenuta nel 1960, l'elaboratore ha partecipato a 100 lanci missilistici e di satelliti artificiali ed ha segnato più di 14.000 ore di servizio. Questo impressionante record è stato ancor più avvalorato dal fatto che la performance dell'Athena è stata perfetta: non ha mai causato un ritardo o un arresto in un conto alla rovescia o in un lancio.
L'Athena è l'elaboratore di guida e comando usato nel sistema di guida a terra presso i laboratori della Bell Telephone.
Tra i missili guidati dall'Athena 5 vanno menzionati: il Titan I, il Thor-Agena e le combinazioni a spinta aumentata del Thor-Agena e Thor-Ablestar con a bordo i carichi del Ministero della Difesa e della NASA, nonchè il satellite di comunicazioni passive Echo II della NASA e il satellite meteorologico Nimbus.
Il primo Athena fu consegnato a Cape Canaveral, ora Cape Kennedy, nel 1957. Più di venti elaboratori di questo tipo sono stati in seguito assegnati alle basi operative del Titan I, come quelle di Ellsworth nel South Dakota, di Larsen nello Stato di Washington, di Mountain Home nell'Idaho, Beale in California e Lowry nel Colorado, nonchè alle basi di « test » come Cape Kennedy e Vanderberg, dove adempiono alla doppia funzione di guida per i lanci spaziali. *(r.i.)*

Ricerca sulla esistenza e sulle caratteristiche di alcuni modi di propagazione per guide d'onda contenenti ferrite magnetizzata

Presso la Cattedra di elettronica applicata dell'Università di Roma, è stato utilizzato un contributo concesso dal Consiglio Nazionale delle Ricerche per compiere ricerche sulla esistenza e le caratteristiche di alcuni modi di propagazione per guide d'onda contenenti ferrite magnetizzata.
Le ricerche si sono articolate secondo tre direzioni principali:
a) Verifica delle caratteristiche di propagazione di alcuni modi di propagazione per una guida d'onda rettangolare parzialmente riempita di ferrite.
b) Misura delle componenti del tensore di permeabilità delle ferriti a microonde nella banda dei 3 cm.
Questo lavoro ha richiesto la costruzione di alcuni componenti speciali, in particolare di alcune successive versioni di un risuonatore a lunghezza variabile. Infatti il metodo adottato per la misura delle componenti in esame consiste nella soluzione del problema elettromagnetico in un risuonatore parallelepipedo, contenente una piastrina di ferrite disposta al centro. La misura della lunghezza, della frequenza di risonanza o del Q del risuonatore per un certo valore del campo magnetico permette di risalire al valore delle componenti del tensore di permeabilità per quel valore del campo.
L'esperienza è stata studiata con lo scopo di mettere a punto un metodo di misura utilizzando per la maggior parte apparecchiature di laboratorio di qualità corrente per determinare rapidamente la permeabilità dei diversi tipi di ferrite che vengono impiegati in laboratorio, con una precisione ottenuta fino ad ora con altri metodi richiedenti apparecchiature di precisione.
I risultati ottenuti determinando la permeabilità dei quattro tipi di ferrite a microonde della General Ceramics sono soddisfacenti.
c) Realizzazione di un isolatore puramente reattivo per la banda di frequenza dei 3 cm.
Si è preso in esame il comportamento di un isolatore a ferrite basato su un principio diverso da quelli attualmente in commercio.
La ricerca sperimentale trae la sua origine dai risultati di un articolo di Barzilai e Gerosa: « Modes in rectangular guides partially filled with transversely magnetized ferrite » IRE trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-7, Special Supplement, dicembre 1959.
Da questo articolo si ricava la possibilità di costruire un isolatore a ferrite completamente reattivo, che basa cioè le sue proprietà di unidirezionalità sulla diversa costante di propagazione nella ferrite per i due versi longitudinali.
Nell'intento finale di costruire un isolatore di questo genere la ricerca sperimentale si è indirizzata verso lo scopo di esaminare il più dettagliatamente possibile l'influenza sulle caratteristiche dell'isolatore (attenuazione inversa, perdita di inserzione, VSWR) di alcuni parametri di progetto come le dimensioni trasversali e longitudinali del pezzo ferrite, la forma di esso, l'intensità del campo magnetizzante, la frequenza dell'onda incidente. Per questo si è costruita tutta una serie di barrette di ferrite di diversa lunghezza e si è esaminato l'andamento della curva attenuazione, frequenze per varie lunghezze delle barrette e per vari valori del campo esterno.
È stata successivamente studiata la possibilità di rendere minima la perdita di inserzione dell'isolatore facendo precedere la ferrite da raccordi dielettrici in modo da ridurre al minimo il VSWR. *(i.s.)*

dott. ing Antonio Nicolich

Preamplificatori per bassi livelli a transistori

Trascorsa è ormai l'epoca in cui i transistori erano giovani, quando la progettazione dei circuiti a semiconduttori procedeva per via empirica, per intuizione e genialità del progettista; l'età euforica della poesia e della scapigliatura elettronico-lacunare, franca dei rudi vincoli del metro e della forma, piena dell'ideale che faceva batter l'ali, ha conosciuto il suo limite superiore. A poco a poco la prosa, intesa come linguaggio della ragione, ha sostituito la poesia, ha elaborato teorie, ha ricavato formule, che permettono di possedere il nuovo mezzo di sfruttarne tutte le inesauribili possibilità a ragion veduta e con piena cognizione di causa. Tutto ciò è indice della maturità raggiunta dai transistori ed è tanto più valido per le applicazioni alle correnti deboli, per l'amplificazione di piccoli segnali, dove il comportamento del transistore non ha più misteri.

IN QUESTO ARTICOLO si richiamano alcune considerazioni relative agli amplificatori a basso livello di potenza e precisamente al rapporto segnale/rumore, ai livelli di impedenza, ai bassi livelli di distorsione e ad eventuali speciali caratteristiche di frequenza.

L'apparecchio tipico per il quale si incontrano queste difficoltà è il preamplificatore, cioè quell'amplificatore per piccoli segnali, caratterizzato da potenze di ingresso dell'ordine di una frazione di microwatt e da potenze di uscita dell'ordine del milliwatt.

Nel campo dell'elettroacustica i preamplificatori, come è ben noto, costituiscono i primi stadi seguenti i microfoni o i fonorivelatori, gli apparecchi per sordi, fanno parte di strumenti sensibili e di svariati altri dispositivi

1. - CARATTERISTICHE DELLA RUMOROSITA DEI TRANSISTORI

Il rumore del transistore è sostanzialmente diverso del disturbo termico o « rumore bianco », nel senso che per il primo la potenza di disturbo per larghezza di banda unitaria varia all'incirca in ragione inversa della frequenza, mentre per il secondo (disturbo termico) la potenza di disturbo (sempre per banda 1 Hz) è indipendente dalla frequenza e rimane costante al variare di quest'ultima. Come ordine di grandezza della potenza di rumore di un amplificatore a transistori, diremo che essa varia linearmente da circa 10^{-5} μW a 25 Hz, a circa 10^{-10} μW a 90 kHz.

Nel campo di frequenze da trasmettere, ciascuna ottava contiene la stessa quantità di potenza di rumore; se ne deduce (sembra assurdo!) che, se questa legge è valida in tutto lo spettro delle frequenze, acustiche e radio, la potenza di disturbo è la stessa nell'intera gamma delle onde medie (da 500 a 1500 kHz circa) e nella banda audio da 50 a 150 Hz. Se anche l'estrapolazione ipotetizzata non fosse valida, la considerazione ora fatta mette in evidenza una delle maggiori difficoltà all'uso dei transistori, il rumore dei quali aumenta verso l'estremo inferiore delle basse frequenze, il che rende molto arduo il progetto di amplificatori di c.c.

2. - CIFRA DI RUMORE

Si definisce cifra, o figura, o fattore di rumorosità di un amplificatore il rapporto della potenza totale di disturbo (senza tener conto della rumorosità dell'impedenza di carico) alla frazione di disturbo di uscita risultante dall'agitazione termica in seno alla resistenza della sorgente. Questa cifra di rumore è generalmente data a 1 kHz in termini della larghezza di banda di 1 Hz e della temperatura ambiente.

Le cifre di rumore dei comuni transistori a giunzioni vanno da 3 o 4 dB fino a 30 dB, con una media intorno ai 20 dB; tuttavia le tecnica di fabbricazione dei transistori è continuamente migliorata, e recentemente la media è stata abbassata sotto i 10 dB. La cifra di rumore varia di pochissimo passando da un amplificatore con base a massa ad uno con emettitore a massa.

In Fig. 1 è rappresentata la figura di disturbo in dB, in funzione della frequenza per un transistore a giunzione G.E. con emettitore a massa ($V_e = 5$ V; $I_c = 1$ mA).

Fig. 1. - Cifra di rumore in funzione della frequenza.

Fig. 2. - Componenti della rumorosità del transistore dovute al collettore (curva *c*) e all'emettitore (curva *e*).

3. - RUMOROSITA IN FUNZIONE DEL PUNTO DI LAVORO

La rumorosità del transistore si origina nell'emettitore e nel collettore; il disturbo totale è la risultante dei disturbi parziali relativi a questi elettrodi, i contributi dei quali dipendono dalla struttura fisica del transistore e dal punto di lavoro. La Fig. 2 indica questi due componenti. Il contributo dovuto all'emettitore è relativamente piccolo e non dipende dalla tensione di collettore, mentre all'aumentare di questa, cresce il disturbo dovuto al collettore. La Fig. 2 rende chiaramente conto di questi andamenti.

L'effetto della corrente di collettore è notevolmente minore di quello della tensione di collettore.

Le curve, che danno la cifra di rumore in funzione della tensione di collettore indicano che la condizione migliore per ottenere un basso rumore è di lavorare con 1 V di tensione di collettore e con 1 mA di corrente di collettore; questa condizione è facilmente realizzabile in pratica per amplificatori a basso livello e permette di ottenere una bassa cifra di disturbo nella maggior parte dei casi.

4. - RAPPORTO SEGNALE RUMORE

La considerazione del rapporto segnale/disturbo è assai importante per i preamplificatori, perchè serve a definire l'ampiezza minima del segnale di ingresso, che può essere amplificato con buona qualità. La rumorosità totale di un amplificatore viene riferita all'ingresso e si definisce la « potenza equivalente, che si indica con P_r, e la cifra di rumore, che si indica con F, è la seguente:

$P_r = 0{,}9 \cdot 10^{-17}\, F \log (f_2/f_1)$ watt, alla temperatura ambiente (1) dove f_2 e f_1 sono le frequenze limiti superiori e inferiore della banda da amplificare.

Con la nozione di P_r, si ricava l'espressione del rapporto segnale/disturbo $= S/N$ (N è l'iniziale di Noise = disturbo):

$$\frac{S}{N} = \frac{v_g^2}{r_g \cdot 4P_r} =$$

$$= \frac{v_g^2}{3{,}6 \cdot 10^{-7} r_g F \log (f_2/f_1)} \qquad (2)$$

dove:

v_g = valore efficace del segnale,

r_g = resistenza interna del generatore.

Combinando la (1) con la (2) si può calcolare la massima cifra di rumore ammissibile per un desiderato rapporto segnale/disturbo. Le relazioni (1) e (2) possono essere rappresentate graficamente per rendere più spediti i calcoli.

Es.: si usi un transistore avente $F = 10$ dB; la banda da amplificare sia da 40 a 40.000 Hz; la potenza del segnale sia $P_e = v_g^2/r_g = 10^{-12}$ watt, si vuole calcolare il rapporto segnale disturbo.

Dalla (1) si deduce:

$$P_r = 0{,}9 \cdot 10^{-17} \cdot 10 \log_{10} \left(\frac{40\ 000}{40}\right)$$

$$= 0{,}9 \cdot 10^{-16} \log. 1000 = 0{,}9 \cdot 10^{-16} \cdot 3 = 2{,}7 \cdot 10^{-16} \text{ W.}$$

$$\frac{S}{N} = \frac{P_e}{P_r} = \frac{10^{-12}}{2{,}7 \cdot 10^{-16}} = \frac{10^4}{2.7} =$$

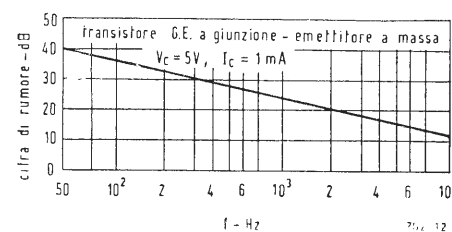
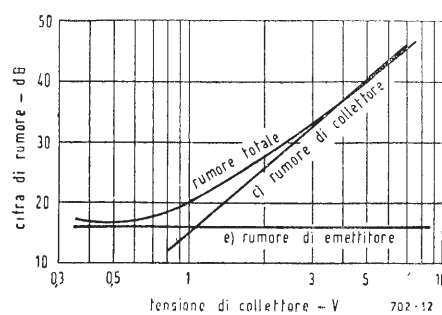
$$= 3700 \cong 35{,}5 \text{ dB,}$$

questo rapporto segnale, disturbo è da considerarsi ottimo, perchè 30 dB sono normalmente accettati per una riproduzione praticamente esente da disturbi.

Si avverte che nelle formule (1) e (2) la cifra di rumore F deve essere espressa come valore numerico del rapporto corrispondente, e non in dB. Nell'esempio riportato si è usato $F = 10$, perchè al rapporto di potenza 10 corrispondono 10 dB, ma se fosse $F = 20$ dB, il valore da introdurre nelle formule sarebbe $F = 100$, perchè 20 dB di potenza equivalgono al rapporto 100 tra le potenze.

Si osservi che lo stesso rapporto segnale/rumore si otterrebbe, a parità di segnale di ingresso, per qualsiasi banda con $f_2/f_1 = 1000$, per es. per la banda da 1 kHz a 1 MHz.

5. - RUMOROSITÀ IN FUNZIONE DELLA RESISTENZA DEL GENERATORE

La cifra di rumore di un amplificatore a transistore varia notevolmente con la resistenza del generatore r_g (o sorgente; strumento oscillatore, fono rivelatore, microfono, testina di riproduzione di un registratore a nastro, ecc.), e presenta un minimo per un particolare valore di r_g, dipendente dai valori relativi delle rumorosità di emettitore e di collettore. I valori ottimi di r_g variano entro un campo piuttosto largo, diciamo da 50 a 5000 ohm, ma la curva è abbastanza pianeggiante, per cui il valore di r_g non è critico; assumendo $r_g = 500 \div 1000\ \Omega$ si ottiene

il minimo rumore per una grande quantità di casi.

6. - INFLUENZA DELLE IMPEDENZE NEI PREAMPLIFICATORI A TRANSISTORI

Si è detto al paragrafo 5 che il valore della resistenza della sorgente non deve superare 5 kΩ, ma un preamplificatore è spesso chiamato per lavorare con generatori ad alta impedenza, caso tipico il rivelatore fonografico piezoelettrico. Ciò comporta inevitabilmente un aumento del livello di rumorosità ed altre complicazioni di alimentazione delle polarizzazioni stabilizzate. Bisogna, per quanto possibile evitare di usare un generatore ad alta impedenza, ma quando è inevitabile, bisogna escogitare il miglior possibile adattamento. Altro grosso guaio è che il basso carico offerto dal circuito di entrata del transistore al generatore, può alterarne seriamente la risposta in frequenza. Ciò è particolarmente avvertito con i trasduttori a cristallo. In queste condizioni bisogna avere un'impedenza di entrata dell'amplificatore, che sia relativamente indipendente dal carico offerto dal transistore e dai vari transistori stessi.
Si usano tre diversi metodi relativamente semplici per ottenere la richiesta alta impedenza di entrata:
1) uso del circuito con collettore a massa,
2) uso del circuito con emettitore a massa in serie con una forte resistenza,
3) uso della controreazione unitamente al circuito con emettitore a massa.
Diamo uno sguardo comparativo a questi tre sistemi. Le equazioni generali per l'impedenza di entrata e per l'amplificazione di corrente di un amplificatore a transistori, sono le seguenti:

$$z_i = \frac{\Delta + h_{11} y_l}{h_{22} + y_l} \qquad (3),$$

$$A_i = \left| \frac{h_{21}\, y_l}{h_{22} + y_l} \right| \qquad (4),$$

dove:
$\Delta = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$ = determinante della matrice h,
y_l = ammettenza del carico,
h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22} sono i parametri h del transistore.

7. - CONFRONTO FRA CIRCUITO CON EMETTITORE A MASSA E CIRCUITO CON COLLETTORE A MASSA

Il paragone viene stabilito fra uno stadio amplificatore con collettore a massa e uno stadio amplificatore con emettitore a massa in cui l'impedenza di entrata h_{11} è stata incrementata con una resistenza r_1 nel circuito di base, e tale che le resistenze di ingresso siano uguali per la stessa ammettenza di carico y_l.

Esprimendo i simboli riferiti al circuito con base a massa senza apice, i simboli riferiti al circuito con emettitore a massa con un apice, i simboli riferiti al circuito con collettore a massa con due apici, le relazioni fra i corrispondenti parametri h dei due schemi proposti, sono:

$$h'_{11} = h''_{11} \qquad (5)$$
$$h'_{21} = h''_{21} - 1 = a h''_{21} \qquad (6)$$
$$h'_{22} = h''_{22} \qquad (7)$$
$$\Delta' = \Delta'' \Delta \qquad (8).$$

Poichè $h'_{22} = h''_{22}$, il denominatore della (4) rimane invariato; le amplificazioni di corrente stanno perciò nel rapporto dei parametri h_{21}, cioè dalla (6): $a = h'_{21}/h''_{21}$; ma a è prossimo all'unità, per cui le due amplificazioni di corrente sono sostanzialmente uguali. In compenso di questa leggera perdita ($2 \div 5\%$) di amplificazione di corrente, nel circuito con emettitore a massa modificato si ha una resistenza di entrata costituita essenzialmente dalla forte resistenza in serie r_1 e perciò praticamente indipendente dai parametri dei transistori e dal carico. Si conclude che il circuito con emettitore a massa e resistenza in serie è il più conveniente agli effetti dell'indipendenza della rumorosità dalla resistenza del generatore. Non bisogna però fornire la polarizzazione attraverso la resistenza r_1, perchè ciò andrebbe a discapito della stabilizzazione.

8. - CIRCUITO CON EMETTITORE A MASSA CON CONTROREAZIONE

L'uso della degenerazione acconsente di ottenere in modo semplicissimo un'alta impedenza di entrata; ciò si ottiene disponendo nel circuito di emettitore una resistenza r_e' senza capacità in parallelo, come indica la Fig. 3.
Per lo studio di questo circuito conviene aggiungere la r_e' al parametro h_{11} corrispondente al circuito con la base a massa e passare alla corrispondente equazione per l'emettitore a massa. Contrassegnando ora con due apici i parametri relativi al circuito degenerativo, si ha:

$$h'_{11} = \frac{h_{11}}{1 + h_{21}} \qquad (9)$$

$$h''_{11} = \frac{h_{11} + r_e'}{1 + h_{21}}. \qquad (10)$$

Si noti che queste eguaglianze non sono rigorose; così i denominatori dovrebbero essere $1 + h_{21} + r_e' h_{22}$; l'approssimazione $1 + h_{21}$ è accettabile se r_e' è molto piccolo
L'aggiunta di r_e' non ha alterato h_{21} e h_{22}, per cui l'amplificazione di corrente è rimasta invariata e vale a volte quella dello stadio con collettore a massa.
Ricerca dell'impendenza di entrata dallo stadio con controreazione.

Fig. 3. - Stadio con emettitore a massa attraverso una resistenza esterna.

Dalla (3), ricordando che per il circuito con emettitore e direttamente massa si ha:

$$\Delta' = \frac{\Delta}{1 + h_{21}} = \frac{h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}}{1 + h_{21}} \qquad (11)$$

$$h'_{11} = \frac{h_{11}}{1 + h_{21}} \qquad (12)$$

$$h'_{22} = \frac{h_{22}}{1 + h_{21}}, \qquad (13)$$

per sostituzione si ottiene

$$z_i = \frac{\dfrac{h_{11} h_{22} + h_{12} h_{21}}{1 + h_{21}} + \dfrac{h_{11}\, y_l}{1 + h_{21}}}{\dfrac{h_{22}}{(1 + h_{21})} + y_l} \qquad (14)$$

$$= \frac{h_{11}(h_{22} + y_l) - h_{12} h_{21}}{h_{22} + y_l(1 + h_{21})} \qquad (15)$$

Nel caso dell'emettitore a massa attraverso la r_e' si deduce dalla (15):

$$z_i = \frac{(h_{11} + r_e')(h_{22} + y_l) - h_{12} h_{21}}{h_{22} + y_l(1 + h_{21})} \qquad (16)$$

A titolo di esempio, usando un transistore 2N44 e adattando l'impedenza di carico 1 kΩ, cioè $y_l = 10^{-3}$ mho, applicando le formule su riportate ai 3 stadi amplificatori, si trova:
circuito con collettore a massa $z_i = 22$ kΩ; $A_i = 21{,}6$.
circuito con emettitore a massa $z_i = 865$ Ω; $A_i = 20{,}6$.
La resistenza da mettere in serie all'emettitore per rendere la resistenza di entrata uguale a quella del collettore a massa, vale $22000 - 865 = 21.735$ Ω; la perdita rispetto al collettore a massa è $\pm 0{,}2$ dB.
Risolvendo la (16) si ottiene per il circuito emettitore a massa $r_e' = 1$ kΩ, allora $z_i = 22$ kΩ e $A_i = 20{,}6$; l'amplificazione di corrente è dunque uguale per i due circuiti con emettitore a massa.
Variando il carico facendo ad es. $y_l = 2.10^{-3}$ mho, si ottiene;
amplificatore con collettore a massa $z_i = 11{,}8$ kΩ;
amplificatore con emettitore a massa $z_i = 22$ kΩ;
amplificatore con collettore a massa e con degenerazione $z_i = 22{,}8$ kΩ.
Da questo esempio risulta che l'emettitore a massa con controreazione è essenzialmente equivalente con lo stadio non degenerativo con resistenza in serie. Con la r_e' in serie all'emettitore si ha anche l'ulteriore notevole vantaggio della stabilizzazione della polarizzazione e della riduzione degli effetti delle variazione dei parametri del transistore.
In conclusione si può affermare che, quando si desidera un'alta impedenza di entrata relativamente costante, la miglior configurazione è quella con emettitore a massa attraverso una resistenza senza condensatore in parallelo.

9. - COMPORTAMENTO ALLE ALTE FREQUENZE ACUSTICHE

Un amplificatore con base a massa presenta una capacità di uscita di $20 \div 50$ pF, mentre uno stadio con emettitore a massa ha una capacità maggiore e precisamente ottenibile moltiplicando questi valori per $(1 + h_{21})$; l'ordine di grandezza è perciò di 2000 pF, tanto negli accoppiamenti a resistenza e capacità, quanto per quelli a trasformatore. L'attenuazione delle alte frequenze è però anche dipendente dall'impedenza di entrata dello stadio successivo. Infatti se lo stadio considerato è seguito da uno stadio pure con emettitore a massa ed avente un'impedenza di entrata di circa 1 kΩ, l'effetto di 2000 pF in parallelo è piccolissimo; infatti a 10 kHz, la reattanza è:

$$\frac{1}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 2.10^{-9}} = \frac{10^5}{12{,}56} \cong 8 \text{ k}\Omega,$$

questa derivata su 1 kΩ, la riduce a

$$\frac{8.10^6}{9.10^3} = 890\ \Omega.$$

Se invece lo stadio avente la capacità di uscita di 2 nF fosse seguito da uno stadio con collettore a massa con impedenza di entrata [molto maggiore di 1 kΩ, l'attenuazione risultante sarebbe molto maggiore e sarebbe necessario tener conto della capacità di uscita dal primo stadio.
Si può attenersi alle seguenti regole pratiche: per gli amplificatori, che devono trasmettere frequenze superiori a 10 kHz, conviene usare il circuito con base a massa o transistori a bassa amplificazione montati in circuiti con emettitore a massa, se l'accoppiamento interstadio è a trasformatore; se invece l'accoppiamento è a R, C si possono usare indifferentemente stadi con base o con emettitore a massa, purchè lo stadio successivo non sia ad alta impedenza, come uno stadio con collettore a massa, o con emettitore a massa, ma con degenerazione.

10. - COMPORTAMENTO ALLE BASSE FREQUENZE ACUSTICHE

Talvolta la risposta di un amplificatore deve essere accentuata verso l'esterno basso della banda acustica. È il caso del preamplificatore fonografico, quando il fonorivelatore dà una piccola uscita alle basse frequenze, rispetto a quelle centrali ed acute. Occorre che lo stadio provveda a compensare questa deficienza di bassi del generatore.
È ben noto che il condensatore di ac-

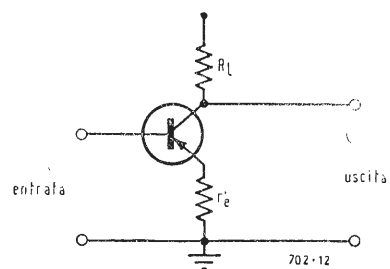
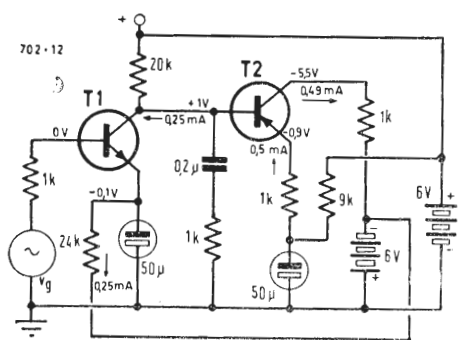



Fig. 4. - Preamplificatore a due stadi con circuito compensatore delle basse frequenze.

coppiamento interstadio forma un partitore con l'impedenza di entrata dallo stadio successivo, provocando un'attenuazione di segnale, tanto più grave, quanto più bassa è la frequenza e quanto minore è l'impedenza dell'altro ramo del partitore. Nel caso dei transistori quest'ultima è sempre molto bassa e quindi non è temibile, salvo che il 2° stadio sia un circuito con collettore a massa. Allora, generalmente, la capacità del condensatore di accoppiamento è determinata dalla resistenza di carico del 1° stadio in parallelo all'impedenza di uscita propria dello stesso 1° stadio.

Per accoppiamento a trasformatore, la frequenza di taglio inferiore è determinata dall'impedenza del trasformatore. Quindi se si desidera estendere la risposta alle più basse frequenze, bisogna aumentare l'induttanza del trasformatore, come si pratica con gli amplificatori a tubi elettronici.

La bassa impedenza naturale dell'amplificatore a transistori soccorre a tener bassa l'induttanza del trasformatore. Anche il basso valore delle correnti richieste dai transistori aiuta in modo determinante la realizzazione di amplificatori. Si può dimostrare che la corrente di emettitore di 0,5 mA dà luogo a un guadagno prossimo a quello massimo; un valore così basso di corrente facilita la realizzazione della necessaria induttanza.

11. - COMPENSAZIONE DELLA RISPOSTA ALLE BASSE FREQUENZE

È evidente che bisogni compensare l'attenuazione della risposta alle basse frequenze provocate dal trasduttore. Normalmente si effettua la compensazione inserendo un'opportuna rete di equalizzazione fra due stadi del preamplificatore, la quale diminuisce il guadagno generale alle frequenze centrali ed alte. Questo metodo è pure applicabile con gli amplificatori a transistori, però le impedenze di entrata in gioco in questi ultimi, essendo molto basse, possono portare a valori non realizzabili in pratica per i componenti la rete di correzione. Per esempio: si voglia in un ampliaficatore con base a massa provocare l'esaltazionedi 12 dB a 100 Hz rispetto a 1 kHz, ciò si può fare con un filtro a due cellule a R, C con capacità aventi reattanze di pochi ohm a 1 kHz, cioè di valore intorno a 100 μF. È meglio in simili casi ricorrere ad un amplificatore ad alta impedenza di entrata, come uno stadio con emettitore a massa degenerato, o con collettore a massa, e inserire il circuito correttore fra il primo stadio con emettitore a massa ed il successivo stadio degenerato, come rappresentato in Fig. 4, previsto per funzionare con un generatore avente resistenza interna 1 kΩ applicato all'ingresso, e con un carico pure di 1 kΩ. In questo schema si è adottato l'accoppiamento diretto fra gli stadi; non solo per ragioni di economia, ma per avere il massimo guadagno possibile alle basse frequenze. Molto opportuna è qui l'adozione di una combinazione fra un transistore *p-n-p* ed uno *n-p-n*, perchè la corrente nella resistenza di carico 20 kΩ del primo è data dalla differenza fra la corrente di collettore del primo stadio e della corrente di base del secondo, il che permette l'impiego di una resistenza di carico relativamente alta (20 kΩ). Al solito, l'accoppiamento diretto è raccomandabile fra due stadi, ma se fosse applicato a più di due stadi in cascata; darebbe luogo a difficoltà di alimentazione, in seguito al sommarsi degli effetti dannosi delle variazioni delle polarizzazioni. Per amplificatori a molti stadi conviene il convenzionale accoppiamento a R, C, con capacità molto grosse. La Fig. 5 dà la curva di risposta calcolata dell'amplificatore di Fig. 4 equipaggiato con transistori 2N44. Il calcolo di questa curva di guadagno in corrente (g in Fig. 5) è stato effettuato partendo dai parametri relativi al circuito con base a massa dati dal listino per gli assegnati punti di lavoro, modificandoli poi a motivo

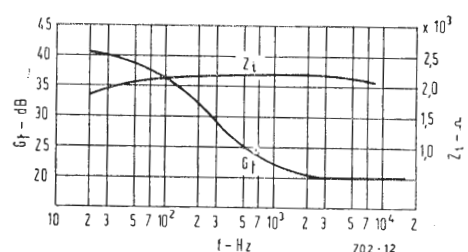



Fig. 5. - Guadagno del trasduttore e impedenza di entrata in funzione della frequenza per l'amplificatore di fig. 4.

TAB I. - Equazioni fondamentali della matrice h

Impedenza di entrata	$z_i = (\Delta + h_{11}y_l)/(h_{22} + y_l)$
Impedenza di uscita	$z_u = (h_{11} + z_g)/(\Delta + h_{22}z_g)$.
Amplificazione di tensione	$A_v = \mid h_{21}z_l/(h_{11} + \Delta z_l)\mid$.
Amplificazione di corrente	$A_i = \mid h_{21}y_l/(h_{22} + y_l)\mid$.
Guadagno di potenza	$G = \mid h_{21}^2/(h_{11} + \Delta z_l)(h_{22} + y_l)\mid$
Guadagno del trasduttore	$G_t = 4 r_g r_t \mid h_{21}y_l [\Delta + h_{11}y_l + z_g(h_{22} + y_l)]\mid^2$.

TAB. II. - Confronto dei risultati

	Valori calcolati coi parametri relativi alle freq. basse	Valori calcolati coi parametri relativi a 15 kHz
Q_{i1}	2.165 Ω; $\varphi_1 = 0$	2.060 Ω; $\varphi_1 = -25°,6$
Q_{i2}	24.000 Ω	23.000 Ω; $\varphi_2 = -9°,25$
U_{l1}	$1.095 \cdot 10^{-3}$ Ω; $\varphi_- = 2°,6$	$1.095 \cdot 10^{-3}$ Ω; $\varphi_l = 3°,2$
G	20,3 dB	20,1 dB

N.B. Per questi computi si è assunto $C_- = 40$ pF e l'angolo di fase 0,85° per h_{21} a 15 kHz

dei bassi valori della corrente di emettitore e della tensione di collettore, e infine passando ai corrispondenti vaparametri del circuito con emettitore a massa, mediante le note formule di trasformazione.

La curva z_i di Fig. 5 dà l'andamenodell'impedenza di entrata in funzione della frequenza per l'amplificatore di Fig. 4. L'impedenza di entrata e l'amplificazione di corrente del 2° stadio sono stati calcolati usando le equazioni fondamentali per la matrice h, qui sotto riportate nella tabella I, quindi trasformando il valore ottenuto a valore di ammettenza e sommandolo all'ammettenza del circuito di compensazione e alla conduttanza corrispondente alla resistenza di 20 kΩ, per ottenere l'ammettenza di carico del 1° stadio. Sempre usando la tabella I si sono calcolate l'impedenza di entrata e l'amplificazione di corrente del 1° stadio.

Alle basse frequenze, supposto che tutti i parametri siano reali, si ha:

$G_t = 4(h_{21})^2 r_g g_l / [\Delta + h_{11}g_l + r_g(h_{22} + g_l)^2.]$

Per entrata e uscita adattate, sempre nell'ipotesi di parametri reali, si ha:

$r_{lm} = (h_{11}/\Delta h_{22})^{1/2}$;

$r_{im} = \Delta r_{lm}$ e il guadagno di potenza adattato risultante è:

$G_m = h^2_{21}/(\sqrt{\Delta} + \sqrt{h_{11}h_{22}})^{1/2}$.

In queste relazioni Δ è il determinante: $\Delta = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$.

L'amplificazione di corrente del circuito di compensazione vale y_{i2}/y_l dove $y_{i2} = 1/z_{i2}$ e y_l è l'ammettenza composta di carico come sopra specificato. L'amplificazione totale di corrente si ottiene moltiplicando questo guadagno per quello dei due stadi. Il guadagno di trasduzione (o del trasduttore) definito come il rappoto della potenza di uscita alla potenza fornita dal generatore, si può, in questo caso, calcolare con la formula:

$$G_t = \frac{4A_i^2 r_g r_l}{|r_g + z_i|^2}. \qquad (17)$$

In questi calcoli si sono usati i valori relativi alle basse frequenze, dei parametri. Per uno studio rigoroso, bisogna usare i valori corrispondenti alla frequenza attuale in considerazione. La correzione assume importanza alle frequenze molto alte, ma sotto i 10 kHz è generalmente trascurabile.

Per la precisione, bisognerebbe considerare i valori complessi dei parametri del circuito con base a massa, validi per le basse frequenze, ma negli amplificatori audio generalmente è lecito trascurare le variazioni di h_{11} e h_{12} e basta considerare solo le variazioni di h_{21} e h_{22}. La variazione di h_{21}, per gli amplificatori audio è approssimativamente espressa dalla:

$$\frac{h_{21}}{h_{210}} = (1 + {}_j f/f_a)^{-1}, \qquad (18)$$

dove h_{210} è il valore di h_{21} alle frequenze basse, f_a è la frequenza di taglio (per la quale la risposta è ridotta di 3 dB) ed f è la frequenza attuale, cioè quella considerata in un certo istante e quindi variabile col tempo. La variazione di h_{22} è imputabile all'effetto di shunt della capacità C_c di collettore.

Questi parametri complessi rendono complessi anche i parametri relativi al circuito con emettitore a massa, secondo l'operatore $(1 + h_{21})$.

Riassumiamo nella tabella II i risultati per l'amplificatore di Fig. 4, quando si usano i valori complessi e quando si trascura la correzione; precisamente la tabella II riproduce i valori calcolati di z_{i1} (impedenza di entrata del 1° stadio), z_{i2} (impedenza di entrata al 2° stadio), y_{l1} (ammettenza di carico del 1° stadio) e G_t (guadagno di trasduzione) usando i parametri di bassa frequenza e i parametri a 15 kHz.

Dalla tabella II risulta che l'impedenza di entrata varia da 2165 Ω a 2060 Ω senza e con correzione rispettivamente, e che il guadagno del trasduttore varia da 20,3 a 20,1 nelle stesse condizioni, cioè le variazioni sono molto modeste

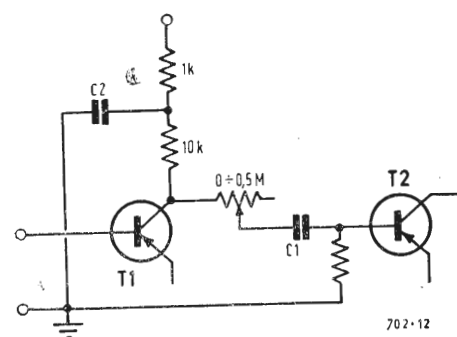



Fig. 6. - Regolatore di volume nel circuito di collettore.

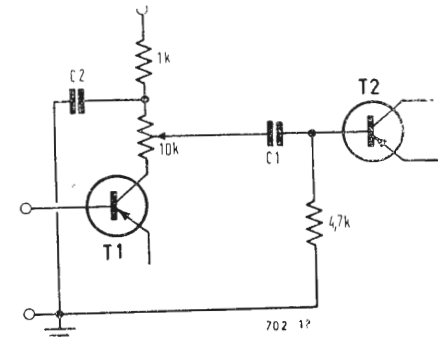



Fig. 7. - Regolatore di volume disposto in serie.

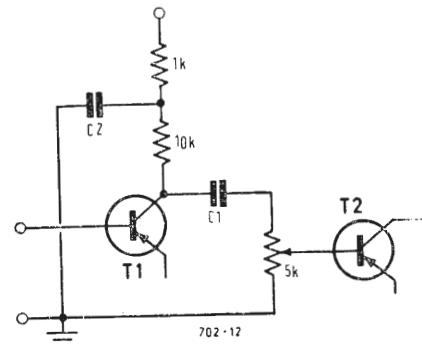



Fig. 8. - Regolatore di volume nel circuito di base.

per gli amplificatori ad audiofrequenza.

12. - CONSIDERAZIONI GENERALI DI PROGETTO

Riassumendo l'esposizione sopra riportata, si possono trarre alcune regole per il progetto di preamplificatori audio a transistori:

a) punto di lavoro. Corrente di emettitore 0,5 mA; tensione di collettore 1 V. Questi valori danno il guadagno ottimo e il minimo rumore;

b) tipo di circuito. Emettitore a massa con o senza degenerazione, a seconda dei valori dell'impedenza del generatore;

c) accoppiamento - si può usare o il tipo a trasformatore o il tipo a *R, C*; in questo secondo caso le resistenze non devono essere molto alte, per assicurare la stabilità;

d) frequenza - La capacità di uscita può limitare i valori del fattore di amplificazione α negli stadi con emettitore a massa accoppiati a trasformatore alle alte frequenze. Con l'accoppiamento a *R* e *C* si possono usare entrambi i circuiti con base o emettitore a massa. Se è necessaria l'esaltazione delle basse frequenze, conviene adottare il circuito degenerato con emettitore a massa che offre l'alta impedenza necessaria per la realizzazione del circuito di compensazione.

13. - CONTROLLI DI VOLUME

L'argomentazione del controllo di volume è di primo piano negli amplificatori a transistori, perchè la loro bassa impedenza di entrata rende inadatto il potenziometro regolatore di uso comune negli amplificatori a tubi elettronici; infatti tale regolazione risente l'effetto della frequenza e modifica dannosamente la risposta dell'amplificatore.

Tuttavia la posizione in circuito del controllo di volume si determina con gli stessi criteri usati per i tubi elettronici. Se il potenziometro è collocato all'entrata del 1° stadio, il rapporto segnale/disturbo totale può risultare peggiorato, perchè la potenza di disturbo generata negli stadi successivi diviene dello stesso ordine di grandezza del segnale in tali stadi. Se, per contro, il regolatore è collocato negli ultimi stadi, può verificarsi sovraccarico dello stadio precedente a quello recante il potenzionetro, perchè il segnale diviene troppo grande, o può generarsi modulazione incrociata in seguito a non linearità dell'amplificazione. Considerando il numero degli stadi e l'amplificazione totale, si darà maggior peso all'uno o all'altro dei suddetti inconvenienti e si determinerà la posizione del regolatore di volume; generalmente lo si pone nel 1° o nel 2° stadio.

Il controllo di volume può essere inserito anche fra il generatore e il circuito di ingresso del 1° stadio, o fra il circuito di uscita di uno stadio e l'entrata del successivo.

In Fig. 6 il regolatore è inserito fra due stadi, ma gli stessi circuiti possono servire per inserirlo davanti al 1° stadio. In Fig. 6 il controllo di volume è un potenziometro disposto nel circuito di collettore del 1° stadio, e ivi fungente da impedenza di carico. Il cursore è collegato, attraverso la capacità C_1 di accoppiamento, alla base del 2° stadio. Nel circuito di alimentazione del collettore del 1° stadio vi è una cellula di disaccoppiamento (1 kΩ e C_2) rispetto agli altri stadi, che, diversamente, potrebbero introdurre segnali indesiderati attraverso l'impedenza dell'alimentatore comune a tutti gli stadi

Prendendo ad es. un transistore 2N44, si ha che esso presenta l'impedenza nominale di entrata di 670 Ω, quando è caricato con 30 kΩ ed è montato in circuito con emettitore a massa, con tolleranza da 560 a 740 Ω; inoltre con

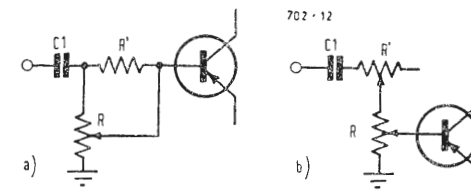



Fig. 9. - *a*) e *b*) Varianti al circuito di fig. 8.

Fig. 10. - Regolatore di volume degenerativo (in controreazione).

un generatore di 600 Ω, l'impedenza di uscita è compresa tra 45.000 e 116.000 Ω. Perciò la resistenza di entrata e di base indicata 4,7 kΩ del 2° stadio, sono in realtà molto ridotte e comprese fra 560 e 640 Ω.

L'impedenza di uscita del 1° stadio risulta dal parallelo fra 10 kΩ di carico e con l'impedenza di uscita propria del transistore, e cioè vale da 8,2 a 9,2 kΩ col volume al massimo (cursore in contatto col collettore); a volume minimo, l'impedenza di uscita è quella del gruppo di disaccoppiamento e quindi è bassissima. È chiaro che ciò costituisce un non lieve inconveniente, in quanto la risposta in frequenza varia con la posizione del cursore del regolatore di volume. Il valore da assegnare a C_1 dipende dall'estensione verso i bassi che si desidera per la risposta e dalle impedenze di entrata e di uscita.

Col volume al massimo, facendo $C_1 = 1\ \mu F$ si ha una caduta di 1 solo dB a 50 Hz, ma col volume al minimo, per ottenere lo stesso risultato, occorrerebbero 12 μF. Ma i difetti di questo circuito non sono finiti qui. Infatti, C_2 deve essere molto più grande, di quello che sarebbe se la resistenza di carico fosse fissa, perchè se la sua impedenza, anche alla più bassa frequenza da amplificare, non fosse praticamente nulla, il volume non si ridurrebbe a zero; ancora, la presenza di questo segnale residuo a volume minimo renderebbe disuniforme la caratteristica di frequenza; il fatto che il regolatore di volume sia percorso dalla corrente continua comporta gravi problemi di rumorosità; infine, la forte differenza di valore ohmico del potenziometro (10 kΩ) e dell'impedenza di entrata del 2° stadio rende penosa e precaria la regolazione del volume.

Perciò lo schema di Fig. 6 è da scartare.

Preferibile è lo schema di Fig. 7, in cui il regolatore di volume è disposto in serie al condensatore di accoppiamento; ora gli effetti della frequenza sono meno fastidiosi rispetto allo schema precedente; l'inconveniente della rumorosità dovuta alla corrente continua è eliminato completamente. L'impedenza di uscita del 1° stadio è sempre 8,2 ÷ ÷ 9,2 kΩ, e quella di entrata del 2° stadio è ancora 500 ÷ 640 Ω. Facendo $C_1 = 1\ \mu F$ si mantiene la caduta di risposta a 50 Hz inferiore a 1 dB.

Aumentando la resistenza del potenziometro, la risposta ai bassi aumenta fino a 1 dB a 50 Hz. Il maggior inconveniente di questo tipo di regolatore è che non riduce mai a zero il volume; usando un potenziometro, disposto al massimo, da 500 kΩ, si ottiene l'attenuazione di circa 60 dB.

Consideriamo allora lo schema di Fig. 8, in cui il controllo di volume è inserito nella base del 2° stadio; con esso si può azzerare completamente il volume; però presenta una certa rumorosità (non grave) dovuta al fatto di essere percorso dalla corrente continua del circuito di base del 2° transistore; inoltre la regolazione del volume influenza la risposta in frequenza. A volume massimo d'impedenza di uscita del 1° stadio è ancora 8,2 ÷ 9,2 kΩ, e quella di entrata al 2° stadio è circa 500 Ω.

A volumi molto bassi l'impedenza di entrata tende a 5 kΩ. L'attenuazione dei bassi operata da $C_1 = 1\ \mu F$ è come nel caso precedente di 1 dB a 50 Hz. La difficoltà di regolazione del volume, per quanto minore che nel caso di Fig. 7, è ancora presente.

La Fig. 9 riporta due varianti allo schema di Fig. 8 allo scopo di ridurre la variazione dell'impedenza di entrata con lo spostamento del cursore del potenziometro. In *a*) si è aggiunta una resistenza *R'* fra il cursore e l'estremo alto del potenziometro; se si fa *R'* uguale al valore nominale dell'impedenza di entrata del 2° stadio (670 Ω nel caso del 2N44), l'impedenza risultante è la stessa nelle posizioni di massimo e di minimo volume, ma aumenta fino quasi a raddoppiare quando il cursore è al centro della sua corsa. In *b*) si è fatto uso di un potenziometro doppio, l'unità *R'*, conassica con *R* e ad esso solidale, è disposta in serie con l'entrata, e così predisposta che l'impedenza netta risultante è costante.

Si può osservare che, sebbene ciò sia possibile per il valore nominale, le variazioni dell'impedenza di ingresso del 2° transistore rende impossibile mantenere assolutamente costante l'impedenza in tutti i casi, ma lo scostamento dalla costante non è grande.

Lo schema di Fig. 10 comporta uno stadio degenerativo con emettitore a massa, in cui si fa uso, a scopo di controllo di volume, del condensatore C_3 che corto circuita una frazione della resistenza *R* di emettitore. Se la resistenza del generatore è 1 kΩ e la resistenza di carica è 10 kΩ, una coppia di transistori 2N44 presenta un guadagno di trasduzione di 61 dB. Per il circuito a emettitore degenerato si può ritenere che il 2° stadio sia analogo ad un circuito con collettore a massa, se $R = 1$ kΩ. Il guadagno corrispondente per la coppia emettitore a massa-collettore a massa è 51 dB; quindi $R = 1$ kΩ darebbe una variazione di circa 10 dB dal guadagno. Per ottenere un buon campo di regolazione, *R* dovrebbe essere almeno 10 ÷ 25 kΩ, il che richiederebbe una forte tensione di polarizzazione per assicurare una sufficiente corrente. Anche il circuito con emettitore degenerato a massa è soggetto alle variazioni di risposta in frequenza in funzione della posizione del cursore dal regolatore di volume, però la variazione è modesta; il problema della corrente continua producente rumorosità purtroppo sussiste anche in Fig. 10.

Quando si impiega l'accoppiamento in-

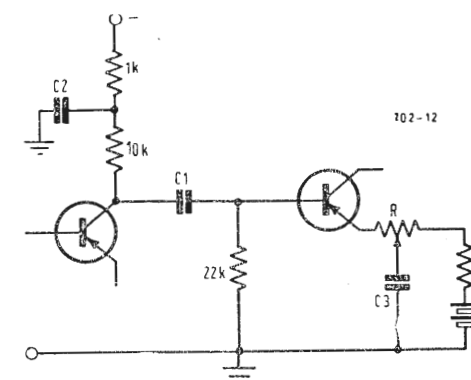



Fig. 11. - Circuiti di controllo del volume nell'accoppiamento interstadio a trasformatore.

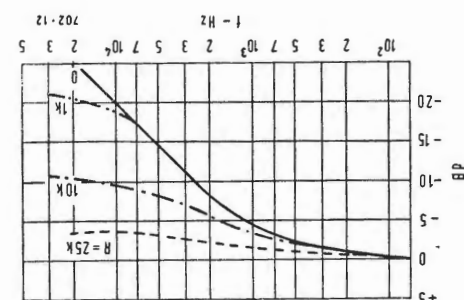
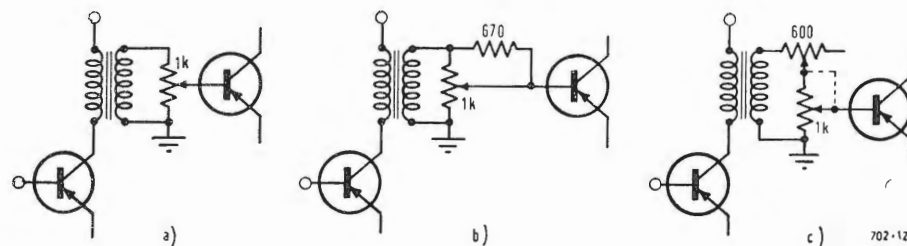



Fig. 12. - Caratteristica di frequenza del circuito di fig. 4 con regolatore di tono composto da R = = 0,1 MΩ variabile in serie con C = 20 nF, al posto di R = 1 kΩ e C = 0,2 μF.

testadio a trasformatore, il problema del controllo di volume viene ulteriormente complicato dalla necessità di adattamento dell'impedenza.

La Fig. 11 presenta tre circuiti di controllo del volume seguenti il trasformatore di accoppiamento interstadio.

In *a*) si usa un semplice potenziometro ridotto a 1 kΩ per minimizzare la variazione di impedenza; ad onta di ciò il campo di variazione è da 330 Ω a 1 kΩ. In *b*) si è aggiunta una resistenza ausiliaria di 670 Ω che mantiene l'impedenza di 400 Ω alle posizioni corrispondenti a volume massimo e a volume minimo per il 2N44 nominale; l'impedenza aumenta a 570 al centro della corsa. Le tolleranze dei transistori influenzano naturalmente in modo sensibile questi valori. Se si usasse un transistore di maggior guadagno, si avrebbe una maggior variazione, cioè i transistori migliori dal punto di vista dell'amplificatore, si comportano peggio sotto il riguardo della regolazione del volume.

In Fig. 11 *c* si fa uso di un regolatore doppio, che dà luogo all'impedenza di 1 kΩ in tutte le posizioni dei cursori. In tutti questi dispositivi si ha una sensibile perdita di potenza nel controllo di volume, a motivo del fatto che le impedenze del regolatore e del transistore sono dello stesso ordine di grandezza. Lo schema di Fig. 11*c* è migliore da questo punto di vista, perchè si può usare un maggior valore della parte principale del potenziometro, riducendo la perdita di derivazione, con la variazione dell'impedenza totale compensata dall'unità ausiliaria.

Poichè l'impedenza di entrata di uno stadio normale con emettitore a massa fatto con un 2N44 è circa 600 Ω, si può adottare un attenuatore standard 600 Ω del tipo normalmente usato in trasmissione o per la registrazine dei dischi fonografici; esso può mantenere costante l'impedenza con la minima perdita di inserzione.

14. - CONTROLLO DI TONO

I valori relativamente bassi dell'impedenza di entrata di un amplificatore a transistori complica il problema di variare la curva di risposta per mezzo dei regolatori di tono.

Grosso modo, i due circuiti di controllo dei toni acuti a gravi sono simili a quelli usati per i preamplificatori a tubi elettronici.

Un rudimentale controllo di tono è già contenuto nello schema di Fig. 4, dove è inserito il gruppo R = 1 kΩ e C = 0,2 μF fra il nodo collettore di T_1 - base di T_2. In questo schema l'impedenza di entrata di T_2 raggiunge 23 kΩ a motivo dello stadio a emettitore degenerato; se così non fosse, l'impedenza del circuito compensatore di frequenza dovrebbe essere corrispondentemente più bassa; quivi si desidera l'attenuazione di 18 dB a 800 Hz; se la capacità diventasse 1/10 cioè 20 nF, la frequenza di incrocio salirebbe a 8 kHz cioè aumenterebbe di 10 volte. Sostituendo la menzionata resistenza 1kΩ con un potenziometro si ottiene un semplice regolatore di tono, che sarà meglio costituito usando C = 20 nF e R = 0,1 MΩ variabile. La Fig. 12 indica la variazione della risposta alle alte frequenze prodotta dal semplice controllo di tono, ora discusso. Se si volesse una maggior attenuazione delle alte refquenze (controllo degli acuti più efficienti) si dovrebbe eliminare il potenziometro e disporre un gruppo di condensatori commutabili disposti tra il nodo collettore di T_1 e base di T_2 e la massa; si avrebbe così un regolatore di tono a scatti.

Il controllo di tono può anche essere inserito in un circuito di reazione in modo che la degenerazione totale risulti fortemente variabile con la frequenza; così variando l'entità della reazione, si fa variare la caratteristica totale di risposta in frequenza.

A

BIBLIOGRAFIA -

R. F. SHEA - *Transistor Audio amplifier* John Wille & Sons. Inc. - N. Y.

R. F. SHEA - *Transistor application fundamental* - Eletrical Eugineering -

A. COBLENJ, H. L. Owens - *Cascading Transistor Amplifier Steges* Electronics. 27 -

dott. ing. Antonio Contoni

Amplificatori stereo transistorizzati Heathkit*

Fig. 1. - Amplificatore stereo a transistori Mod. AA-14E, Heathkit.

* Schemi, dati e foto per questo articolo sono dovuti alla cortesia della LARIR INTERNATIONAL S.p.A.

1. - AMPLIFICATORE STEREO ALLO STATO SOLIDO (A TRANSISTORI) MODELLO AA-14E, HEATHKIT

Lo schema elettrico è indicato in Fig. 2b.

1.1. - Caratteristiche

Potenza di uscita continua: 10 W per canale.

Potenza di uscita musicale (IHF = = Institute of High Fidelity) 15 W per canale.

Impedenza di uscita da 4 a 16 Ω.

Fattore di smorzamento: migliore di 50.

Ronzio e rumore di fondo: fono — 60 dB (sotto 10 mV) di entrata; sintonizzatore — 63 dB; ingresso ausiliario — 63 dB.

Risposta in frequenza: da 12 a 60 000 Hz entro ± 1 dB; da 6 a 100 000 Hz entro ± 3 dB.

Risposta alla potenza nominale: da 15 a 50 000 Hz entro ± 1 dB; da 7 a 90 000 Hz entro ± 3 dB.

Sensibilità di entrata: fono 4,5 mV; sintonizzatore 300 mV; ingresso ausiliario 300 mV.

Impedenza di entrata: fono 47 kΩ; sintonizzatore 180 kΩ; ingresso ausiliario 180 kΩ.

Separazione tra i canali migliore di 45 dB.

Distorsione armonica totale: = 1% da 20 Hz a 20 kHz alla potenza nominale; = 0,5% a 1 kHz alla potenza nominale.

Distorsione di intermodulazione alla potenza nominale: = 1% usando 60 e 6000 Hz mescolate nel rapporto 4 : 1 (Fig. 5).

Equalizzazione fono RIAA (*Recording Industry Association of America*).

Transistori: 2-2N3391 - 1º preamplificatore, 7-2N2712 - 2º e 3º preamplificatore, 1- prepilota, altro elettronico; 2-2N3416 - 1º prepilota; 2-2N3053 - pilota; 2-TA2577A - uscita; 2-2N2148 - uscita.

N.B. - I transistori possono essere quelli qui indicati o altri equivalenti.

Diodi: 2 - 1N3754 diodo di riferimento; 4 - FF1: raddrizzatore a ponte.

1.2. - Comandi sul pannello frontale

Commutatore di programma: fono mono; fono stereo; sintonizzatore mono; sintonizzatore stereo; ausiliaria mono; ausiliaria stereo.

Volume: controllo doppio coassiale.

Bassi: attenuazione 16 dB, esaltazione 15 dB a 20 Hz; commutatore di altoparlante.

Acuti: attenuazione 13 dB, esaltazione 15 dB a 10 kHz; interruttore di alimentazione.

Presa fono tipo stereo a tre conduttori.

Sul pannello posteriore sono montati: Fusibile 1A a fusione lenta.

Fig. 2a - Schema elettrico dell'alimentatore.

NOTE:
1 - tutte le resistenze sono da 1/4 W se non diversamente specificato, resistenze in ohm
2 - le tensioni continue sono misurate con voltmetro elettr. da 11MΩ dal punto indicato rispetto a massa le tensioni possono variare del ±20%

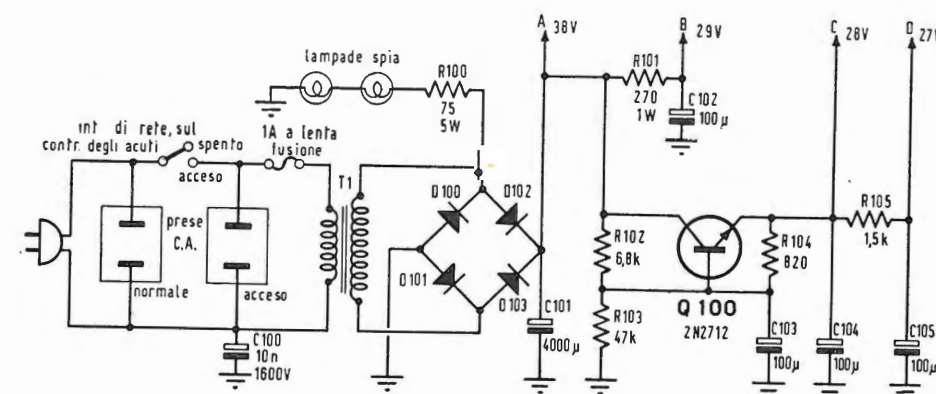
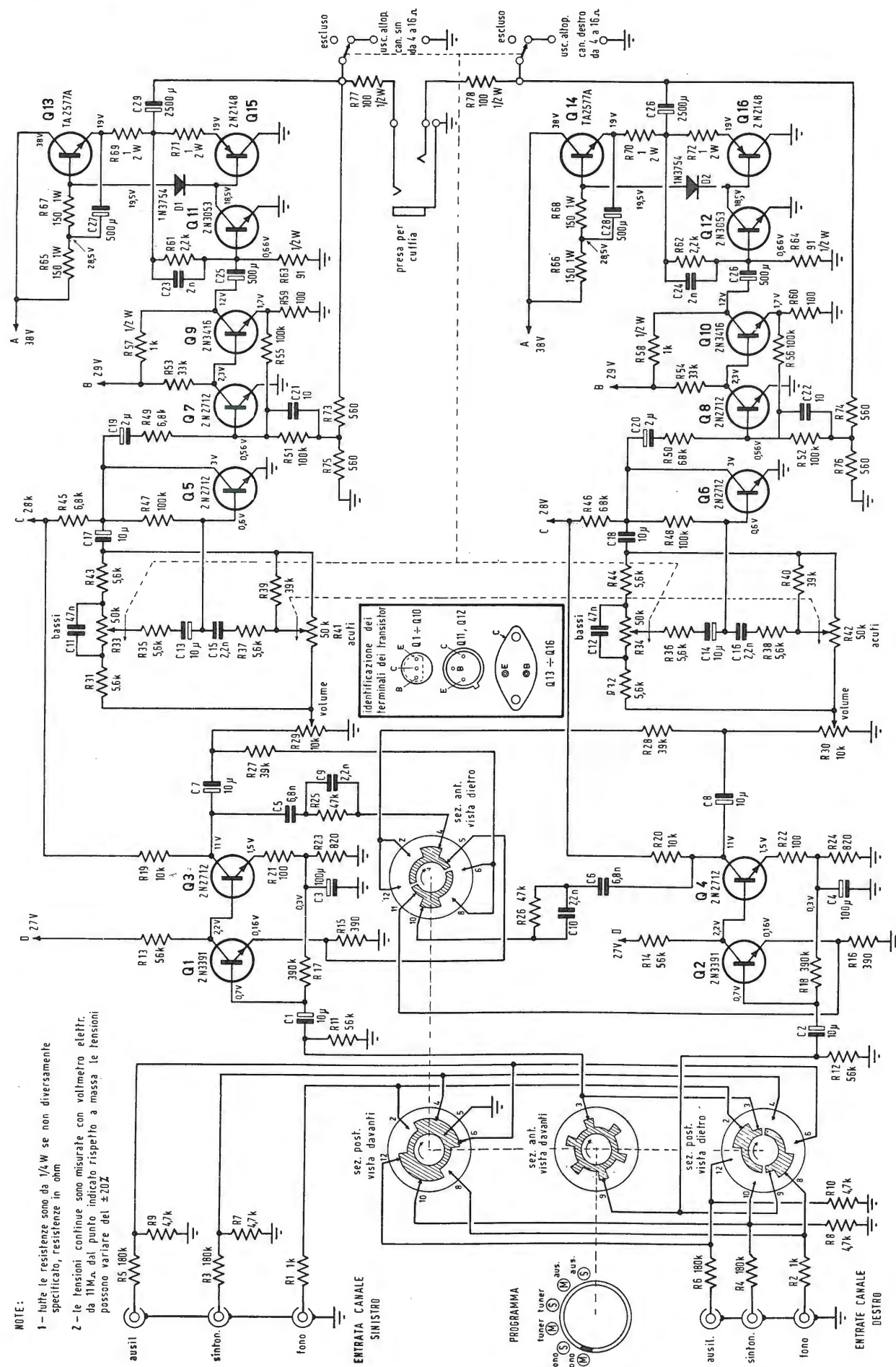



Fig. 2b. - Schema elettrico dell'amplificatore stereo Mod. AA-14E, Heathkit.

Fig. 3. - Curva di risposta in frequenza.

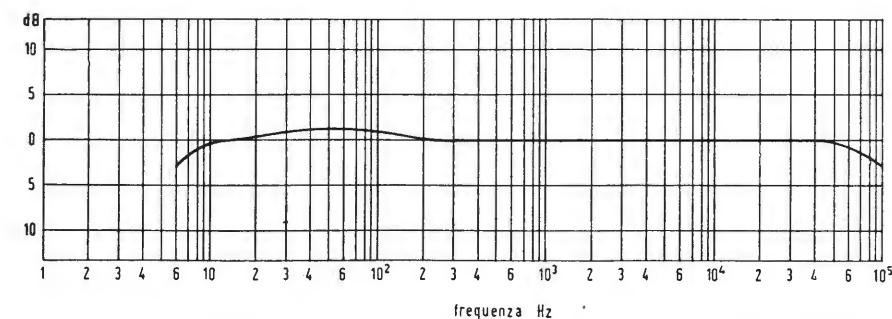



Fig. 4. - Distorsione armonica totale.

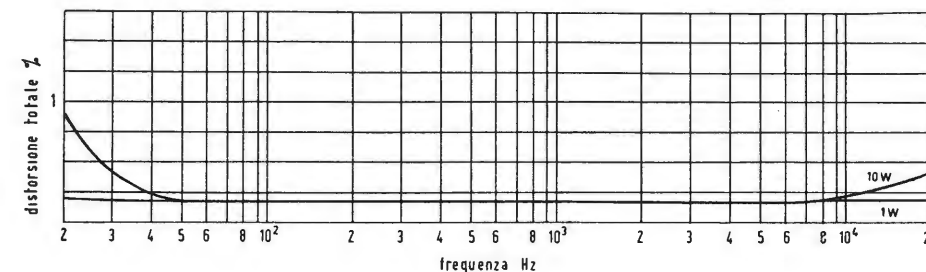



Fig. 5. - Distorsione di intermodulazione.

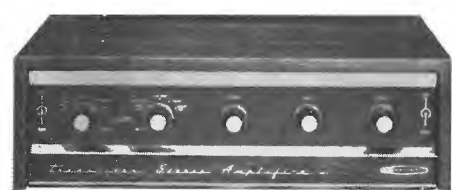
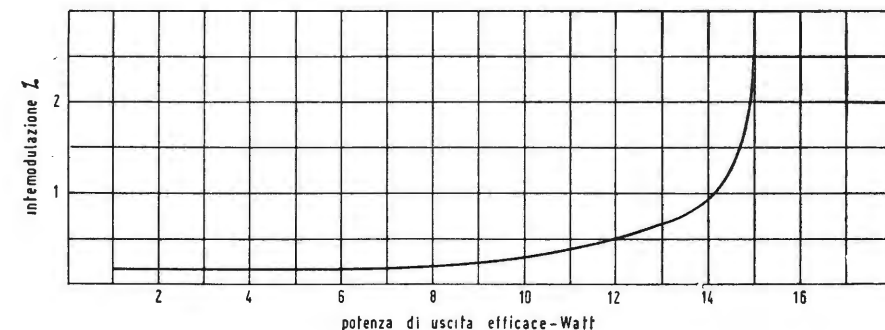



Fig. 6. - Amplificatore stereo a transistori Mod. AA-21C, Heathkit.

Zoccolo di alimentazione: commutato 117 V c.a., 150 W, non commutato 117 V c.a., 350 W.

Terminali per gli altoparlanti: altoparlante sinistro; altoparlante destro.

Prese di entrate sinistre: fono, sintonizzatore, ausiliaria.

Prese di entrate destre: fono, sintonizzatore, ausiliaria.

Alimentazione: 110 ÷ 200 V; 50 ÷ 60 Hz; 20 W a riposo; 60 W a pieno carico.

Dimensioni: totali 31 cm larghezza × 8 cm altezza × 26 cm profondità. Posizione di montaggio orizzontale o verticale.

Pannello di montaggio con foratura 298 mm × 73 mm; altezza dal piano frontale di montaggio 250 mm.

Peso netto 3,9 kg circa.

Tutte le misure sono state fatte nelle seguenti condizioni: i due canali sono alimentati contemporaneamente mediante un generatore col controllo di volume completamente girato in senso orario, coi controlli di tono in posizione ore 12 ossia per risposta uniforme, se non diversamente specificato. Entrambi i canali sinistro e destro funzionanti contemporaneamente a eguale potenza di uscita su resistenze singole di carico 8, tensione di rete a 120 V costanti.

N.B. I mobili AE-25 in legno, o AE-35 in metallo vengono forniti separatamente.

2. - AMPLIFICATORE STEREO ALLO STATO SOLIDO (A TRANSISTORI) MODELLO AA-21C - HEATHKIT

Lo schema elettrico è indicato in fig. 7a.

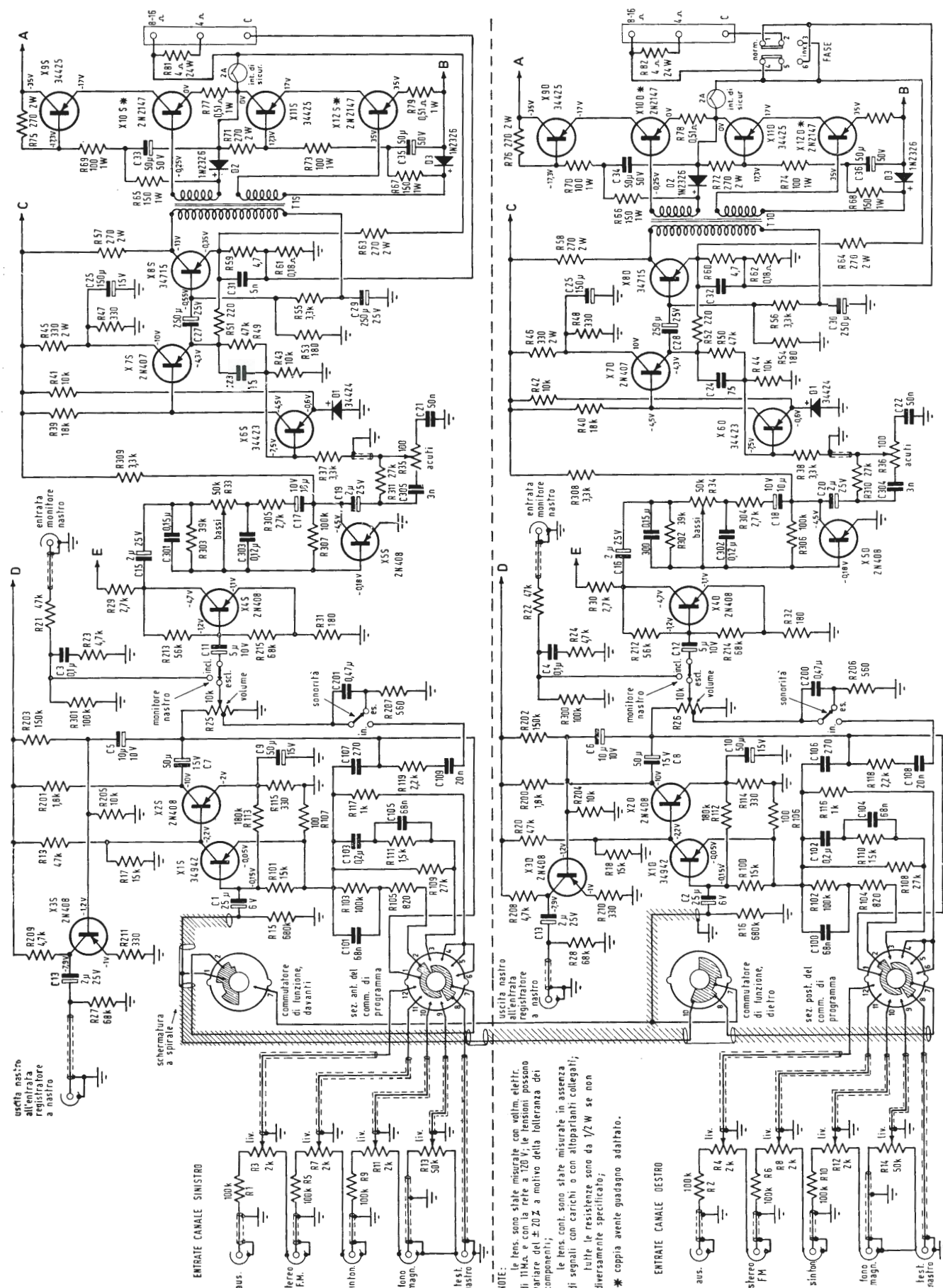



Fig. 7a. - Schema elettrico dell'amplificatore stereo Mod. AA-21C, Heathkit.

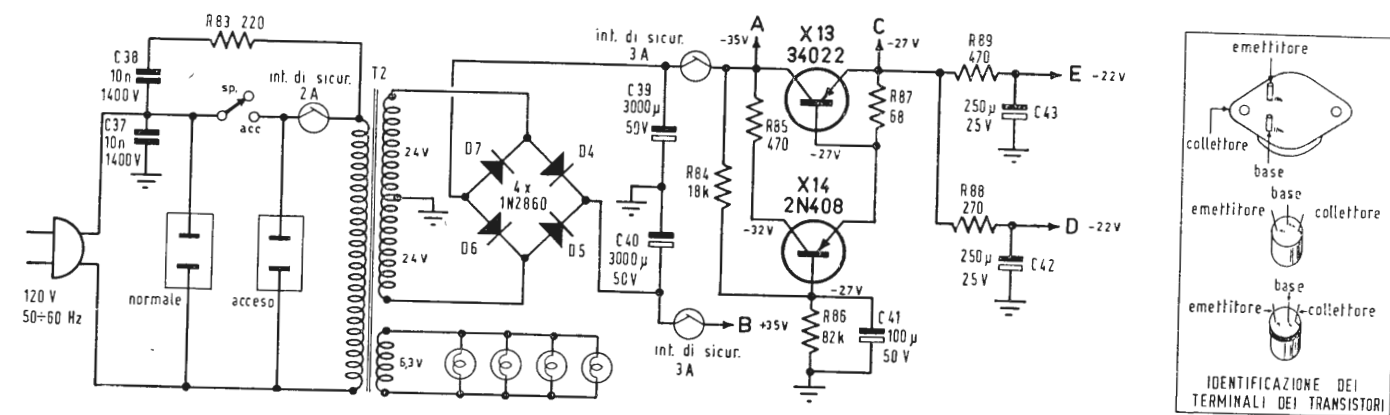



Fig. 7b - Schema elettrico dell'alimentatore.

2.1. - Caratteristiche

Potenza di uscita per canale: 35 W su 8 Ω; 26 W su 16 Ω; 18 W su 4 Ω.

Potenza di uscita musicale per canale: 50 W su 8 Ω; 34 W su 16 Ω; 25 W su 4 Ω; (potenza musicale standard; IHFM è la potenza di uscita alla distorsione totale armonica 0,7% a 1 kHz, con alimentatore regolato).

Ronzio e rumore di fondo: fono magnetico — 45 dB; testina del nastro — 40 dB; entrate sintonizzatore, stereo e ausiliaria — 60 dB.

Le misure di ronzio e rumorosità sono state fatte con le entrate aperte, coi controlli di volume e di livello di entrata completamente girati in senso orario; coi controlli di tono in posizione di risposta uniforme; col commutatore di fase in posizione NORM e con le uscite degli altoparlanti entrambe caricate con 8 Ω. Tutte le misure sono relative a 35 W di uscita.

Risposta in frequenza: ± 1 dB da 13 a 25.000 Hz; ± 3 dB da 8 a 40.000 Hz (risposta in frequenza rilevata alimentando le entrate sintonizzatore, stereo MF e ausiliaria, a 35 W di uscita per canale).

Sensibilità di ingresso: fono magnetico 3 mV; testina del nastro 2 mV; entrate sintonizzatore, stereo MF e ausiliaria 0,25 V; monitore del nastro 0,6 V. (La sensibilità di entrata è la tensione di entrata efficace necessaria per ottenere 24 W di uscita per canale su carichi 8Ω).

Impedenza di entrata: fono magnetico 30 kΩ; testina del nastro 60 kΩ; sintonizzatore, stereo MF e ausiliaria 100 kΩ; monitore del nastro 47 kΩ;

Separazione tra i canali (minima): 40 dB a 20 kHz; 55 dB a 1 kHz; 50 dB a 20 kHz.

Uscita di nastro 0,5 V_{eff} con impedenza del generatore di circa 4 kΩ.

Impedenza di uscita (di ciascun canale): 4Ω, 8Ω, e 16Ω.

Distorsione armonica (1) (alla potenza di uscita nominale): ≦ 2% a 20 kHz; ≦ 0,5% a 1 kHz; ≦ 1% a 20 Hz.

Distorsione di intermodulazione (1) (alla potenza nominale di uscita): ≦ 1% usando le frequenze 60 Hz e 6 kHz mescolate nel rapporto 4 : 1.

Equalizzazione: testina nastro NAB (*National Association of Broadcasters*); fono magnetico RIAA (*Recording industry Association of America*).

Transistori: 2 - 34942 1º preamplificatore; 2 - 2N407 2º prepilota; 9 - 2N408 2º, 3º e 4º preamplificatore, preamplificatore dell'uscita aperto, filtro elettronico; 2 - 34423 1º prepilota; 1 - 34022 filtro elettronico; 4 - 2N2147 di potenza di uscita; 4 - 24425 di potenza di uscita; 2 - 34715 pilota.

Diodi: 4 - 1N2326 e 2 - 34424 compensatori di temperatura e di tensione. 4 - 1N2860 raddrizzatore.

2.2. - Controlli di pannello frontale

Commutatore di programma: testina di nastro; fono magnetico; sintonizzatore; stereo MF; entrata ausiliaria. (Il commutatore di programma è del tipo coassiale, e consente la selezione indipendente delle entrate per ciascun canale).

Commutatore di funzione: monofonia coi 2 canali in parallelo; monofonia canale sinistro; monofonia canale destro; stereo; sterzo invertito.

A

(1) Le caratteristiche di distorsione si riferiscono alla condizione di entrambi i canali funzionanti alla potenza di uscita nominale. Le misure sono state fatte nelle seguenti condizioni: generatore di segnali applicato contemporaneamente ad entrambi i canali alle entrate « sintonizzatore »; amplificatori del canale destro e di quello sinistro funzionanti a eguale potenza di uscita, su singoli carichi resistivi; tensione di rete 120 V costanti.

Struttura isolante per conduttori elettrici particolarmente per conduttori ad alta tensione.
(Allmanna Svenska Elektriska Aktiebolaget) (63-IQ-2917)

Apparecchio per mettere a nudo il nucleo conduttore di un cavo isolato per eseguire la unione di un terminale o di un elemento di collegamento.
(AMP Incorporated) (63-IQ-7417)

Materiale isolante a base di resine termoplastiche procedimento di trattamento termico di tale materiale per impartirgli particolari caratteristiche e sue applicazioni quale isolante elettrico.
(Eternit S.p.A. Compagnia Apuana Resine Plastiche di Ettore Cha) (63-IQ-3017)-

Procedimento di essiccazione impregnazione e trasporto di cavi elettrici per alta tensione alla pressa che ne effettua il rivestimento ed impianto per la realizzazione del procedimento stesso.
(Leybold Hochvakuum Anlagen GmbH) (63-IQ-7617)

Elementi a lamine ricavati per stampaggio di circuiti elettrici e metodo per produrli.
(St. Regis Paper Company) (63-IQ-0417)

Macchina avvolgitrice per la esecuzione rapida ed automatica di bobine senza supporto in filo metallico nudo o isolato eventualmente munite di terminali
(Camardella Giuseppe) (63-IQ-3217).

Relé a comando magnetico a contatti sigillati per correnti forti.
(Face Standard S.p.A., Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche Standard) (64-IQ-4217)

Relé a pressione per contenitori contenenti fluidi.
(General Electric Company) (64-IQ-0417)

Procedimento ed apparecchio per provare tubi elettronici e specialmente per misurare la resistenza di dispersione fra gli elettrodi di un tubo a vuoto.
(Daystrom Incorporated) (64-IQ-6017)

Tubo elettronico e relativo zoccolo.
(Radio Corporation of America) (64-IQ-9817)

Perfezionamento ai dispositivi a scarica elettronica ad alta potenza.
(Radio Corporation of America) (64-IQ-9317)

Dispositivo a scarica elettronica.
(Sylvania Electric Products Inc.) (64-IQ-9517)

Dispositivo di controllo per circuiti raddrizzatori.
(International Rectifier Corporation) (64-IQ-0917)

Procedimento perfezionato per il livellamento a zone di corpi a forma di barra particolarmente di materiali semiconduttori.
(N.V. Philips Gloeilampenfabrieken) (64-IQ-1917)

Perfezionamenti ai dispositivi fotoelettrici di comando.
(Rueger Ernst A.) (64-IQ-9417)

Elettrodo a forma di tubetto per elementi galvanici in particolare accumulatori elettrici.
(Accumulatoren Fabrik A.G.) (65-IQ-4517)

Perfezionamento nelle apparecchiature elettriche ed elettroniche ad esempio per il montaggio su veicoli aerodine missili e simili.
(Short Brothers and Harland Ltd.) (65-IQ-7117)

Sistema di comunicazione per la trasmissione e la ricezione di segnali di informazione portati da un treno d'impulsi.
(Sealectro Corporation) (67-IQ-7017)

Circuito modulatore in controfase multiplo specie per sistemi di telecomunicazioni a frequenze vettrici.
(Siemens und Halske Aktiengesellschaft) (65-IQ-0117)

Linea di alimentazione per antenne radar munita di un dispositivo di protezione specie per apparecchi radar mobili.
(Albiswerk Zurich A.G.) (67-IQ-2517)

Disposizione di circuiti per impianti di telecomunicazione specialmente per impianti telefonici dotati di accoppiatori a relé.
(Siemens und Halske Aktieng) (67-IQ-5917)

Sistema a raggi catodici di rappresentazione di immagini a colori.
(General Electric Company) (68-IQ-7517)

Sistema di ricezione televisiva su schermo a visione diretta di immagini televisive trasmesse anamorfizzate secondo i comuni sistemi cinemascope e similari.
(Iannucci Michele) (68-IQ-6017)

Teleproiettore o televisore a proiezione riflessa con schermo incorporato.
(Mazzullo Luigi) (68-IQ-2817)

Perfezionamenti nei sistemi di circuiti per la regolazione automatica della luminosità del contrasto in un ricevitore per televisione.
(N.V. Philips Gloeilampenfabrieken) (68-IQ-0417)

Perfezionamento negli intensificatori di immagini in forma solida.
(N.V. Philips Gloelampenfanrieken) (68-IQ-2317)

Vetro per lastre di implosione negli apparecchi di televisione a colori.
(Pittsburgh Plate Glass Co.) (68-IQ-6717)

Perfezionamento nei televisori.
(Telefunken GmbH) (68-IQ-7317)

Conduttore isolato e metodo per la sua produzione.
(General Electric Company) (19-IM-3319)

Impianto e procedimento di fabbricazione di cavi elettrici ad alta tensione per posa entro tubi metallici.
(Pirelli S.p.A.) (19-IM-9519)

Perfezionamenti nei dispositivi atti a variare il valore di resistenze elettriche. (N.V. Philips Gloeilampenfabrieken) (19-IM-7219)

Avvolgimento di bobine elettriche secondo strati paralleli inclinati rispetto all'asse.
(Turi Enrico e Turi Giovanni Francesco) (19-IM-3719)

Procedimento per fabbricare condensatori avvolti.
(N.V. Philips Gloeilampenfabrieken) (19-IM-6219)

Disposizione di terminali e di montaggio per condensatori.
(Sprague Electric Company) (19-IM-0019)

Relé differenziale di precisione.
(Brunet Emile) (19-IM-9919)

Soccorritore elettromagnetico.
(De Figue Wladimir) (19-IM-5819)

CHI DESIDERA COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI, PUÒ RIVOLGERSI

all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti*
Ing. A. RACHELI & C.
Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 46.89.14 - 48.64.50

0790 – *Sig. Alini Luigi – Alessandria.*

D. Su «*l'antenna*», n° 6, giugno 1965, pagg. 284-5 venne pubblicato lo schema dell'amplificatore TL 25 plus serie «point one» della Leak di cui ho iniziato la costruzione. Ora però mi trovo in difficoltà per quanto riguarda il trasformatore d'uscita che la ditta rappresentante la Leak dice di non fornire ma solo sostituire nei propri laboratori di riparazione. Vorrei pertanto sapere quanto segue:

1°) A chi posso rivolgermi per l'acquisto di un ottimo trasformatore HF adatto allo scopo?

2°) Quale impedenza primaria ottima deve possedere e quale corrente deve poter circolare?

3°) Il trasformatore UL 2/3 della Partridge Transformers LTD con impedenza 4-5 kΩ, corrente totale del primario 85 mA, può essere usato?

4°) Il montaggio del TL 25 plus è su circuito stampato o convenzionale?

5°) L'amplificatore in oggetto può essere pilotato, naturalmente predisponendo una adatta alimentazione, dal preamplificatore Geloso n° 234 HF? A Vostro parere con quali risultati?

Desidererei inoltre le caratteristiche della valvola KT 66.

R. 1°) Dopo la cessazione dell'attività della Acrosound, è divenuto arduo trovare un T.U. per alta fedeltà. Consigliabile il tipo Philips PK 51099; 20 W; impedenze di uscita 7 o 14 Ω; L. 9.000.

2°) Impedenza primaria tra placca e placca 6600 Ω; corrente 150 mA.

3°) Il T.U. Partridge UL 2/3 è insufficiente per il TL 25 Leak.

4°) L'amplificatore TL 25 plus può benissimo essere realizzato con montaggio convenzionale, senza circuiti stampati.

5°) Sì. Sarebbe però preferibile l'accoppiamento del TL 25 con un preamplificatore Varislope pure della Casa Leak.

6°) Ecco qualche dato relativo al tetrodo di uscita KT 66 (fabbricazione «Marconi Valves» inglese):

V_{acc} = 6,3 V; I_{acc} = 1,27 A; $V_a = V_s =$ = 250 V; V_g = 15 V; I_a = 85 mA; I_s = 6,3 mA; G_m = 6,3 mA/V; impedenza anodica 22,5 kΩ; P_u = 7,5 W; Z carico = = 2200 Ω. Nel circuito controfase in classe A o AB la corrente anodica è di circa 130 mA e il carico anodo-anodo è di 6.600 Ω. Per altre caratteristiche riferirsi al tubo EL 34.

a. f.

Fig. 1/0793

0791 – *Sig. Silvio Papini – Taranto.*

D. Ho costruito un amplificatore che però sia per la scarsa potenza (12 watt), sia per il ronzio, non mi soddisfa per cui mi rivolgo a voi per avere:

1°) lo schema di un ottimo amplificatore, possibilmente americano, con tremolo incorporato, di potenza intorno ai 30 watt, che presenti minimo rumore di fondo e la cui costruzione costi poco (naturalmente vorrei indicazioni sui componenti da usare e in particolare sugli altoparlanti).

R. Abbiamo lungamente ricercato lo schema che le interessa, ma senza successo. Le Case specializzate in amplificatori per strumenti musicali elettrici sono molto gelose dei loro prodotti e non pubblicano i loro schemi. Le consigliamo di rivolgersi alla Casa Binson di Bini Bonfiglio e C., Milano - Via G. Guinizelli, 4 - tel. 283319. Circa gli altoparlanti le consigliamo i Philips anche per i loro costi molto accessibili (per es.: i tipi EL 7031/01, 20 W. 30 ÷ 15000 Hz con conetto; opp. EL 7040, 30 W da integrare con un tweeter, ecc.).

Le inviamo a parte il fascicolo richiesto, avvertendo:

1°) il «pot. generale» e il «pot. cancellazione» sono di 0,5 MΩ;

2°) l'anodo dell'EL84 non riceve direttamente l'AT 1, ma dal primario del trasformatore;

3°) AT 1 = 250 V; 65 mA; 6,3 V, 2,5 A c.a.

4°) mettere in parallelo le 2 metà del filamento dei 12 AX 7;

5°) AT 2 si ricava da AT 1 attraverso una cellula di disaccoppiamento 10 kΩ (in serie) e 16 μF (a massa);

6°) AT 3 si ricava da AT 1 attraverso una cellula di disaccoppiamento 33 kΩ (in serie) e 16 μF (a massa).

Avvertiamo inoltre che si tratta di una costruzione di una certa difficoltà, soprattutto per le posizioni delle testine, da determinarsi sperimentalmente. *a.f.*

0792 – *Sig. Lovato Mario – Schio (Vicenza).*

D. Gradirei sapere l'indirizzo di qualche ditta specializzata nella costruzione di mascherine in metallo per amplificatori; inoltre mi interesserebbe uno schema di un amplificatore stereofonico di 25 watt per canale.

R. Le forniamo l'indirizzo seguente: Metalplastic s.a.s. - accessori frontali per radio e TV - Milano - Via Malaga n° 6.

Lo schema dell'amplificatore stereo 2 × 20 Wdella Casa inglese Leak è pubblicato su «l'antenna» n. 2, febbraio 1965, a pag. 90.

Altro amplificatore stereo è il 50 W pure della Leak, la potenza è però doppia di quella da Lei richiesta. Se desidera i 25 W per canale, Ella può adottare 2 amplificatori monofonici 25 W Leak (pubblicato su «*l'antenna*», n. 6, giugno 1965, pag. 285) su questa soluzione hanno già ripiegato con soddisfazione alcuni nostri lettori. *a.f.*

0793 – *Sig. Borsari Franco – Gambettola (Forlì).*

D. Vorrei costruire un tipo di bass-reflex di elevate prestazioni e di elevata potenza (50 W circa). Posseggo 2 altoparlanti Philips, 1 AD 5200 M - bassa impedenza - (Woofer) e 1 AD 4000 M (Tweeter), pertanto Vi chiedo:

1°) Un parere sul materiale in possesso, e i dati relativi alla costruzione del bass-reflex in oggetto: dimensioni e valore dei componenti il filtro passa alto.

2°) Quali sarebbero le indicazioni circa la costruzione di un bass-reflex ideale di tale potenza, di elevata qualità di rendimento, con il minimo di distorsione?

Poichè tale argomento mi interessa vivamente, desidererei consigliaste a chi rivolgermi, per l'acquisto di pubblicazioni, che trattino tale argomento.

R. 1°) Con gli altoparlanti in suo possesso non si possono ottenere 50 W; l'AD 5200 M ha la potenza nominale di 20 W; inoltre,

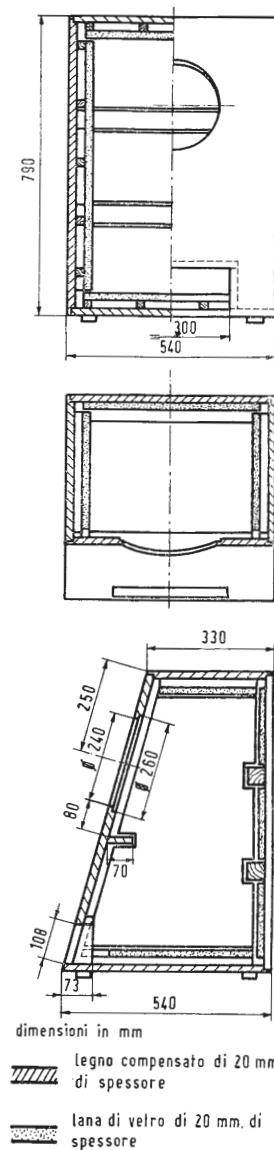



Fig. 2/0793

essendo provviste di conetto per gli acuti, a poco giova l'aggiunta dell'AD 4000 M, che avendo il ⊘ 262 mm non può considerarsi un tweeter.

Le forniamo lo schema del filtro di incrocio calcolato per l'impendenza di 7 Ω (collegarsi alla presa 8 Ω del trasformatore di uscita) e per la frequenza di 3 kHz, pendenza 12 dB/ottava.

Le forniamo pure il disegno del contenitore bass-reflex della PHILIPS per i suoi altoparlanti di ⊘ max 315 mm. L'AD 4000 M dovrà essere disposto in una cassetta acustica separata dal bass-reflex.

2°) Essendo possibili varie soluzioni dai costi più diversi, sarà bene ch'Ella si orienti sui tipi JENSEN, o ALTEC, dei quali può avere informazioni dettagliate presso la LARIR (Milano - V.le Premuda, 38 A).

3°) L'argomento è trattato in vari articoli sulle riviste tecniche, Le indichiamo:

PHILIPS - cassette acustiche e bass-reflex.

PRODEL - Bass-reflex enclosures (ELECTRO-VOICE, inc.). *a.f.*

0794 – *Dr. Dario Nascetti – Bologna.*

D. Vorrei costruire due mobili del tipo bass-ultraflex, idonei a contenere ognuno un altoparlante « University » tipo Mustang — per potenza fino a 30 W — campo di frequenza 30-40.000 Hz. Vorrei conoscere le dimensioni dei singoli componenti il mobile per un altoparlante di tali caratteristiche.

Se la tecnica oggi offrisse comunque altre soluzioni più progredite nel campo dei mobili per impianti stereo vorrei foste tanto cortesi da segnalarmelo.

R. I mobili appositamente per stereofonia hanno il solo scopo di ridurre l'ingombro, mediante ingegnosi artifici, che però non possono raggiungere la funzionalità di due gruppi di altoparlanti dislocati tra loro di almeno 3 m ed opportunamente orientati verso l'ascoltatore. La soluzione migliore resta dunque sempre quella di due contenitori separati. Basta quindi costruire due unità monofoniche eguali e posizionarle correttamente.

Non rientra nell'attività della redazione la preparazione di disegni costruttivi. Possiamo solo ricordare che da un mobile adatto per un certo altoparlante può venire ricavato un altro mobile adatto ad un altro altoparlante di diametro diverso, alterando le dimensioni lineari nel rapporto dei diametri degli altoparlanti (e naturalmente le aree risultano moltiplicate per il quadrato di detto rapporto e i volumi moltiplicati per il cubo dello stesso rapporto).

Le forniamo il seguente nominativo:

PERSER - Vicenza - Via D. Cimarosa, n° 35 - tel .31801. Si tratta di una Casa specializzata in apparecchiature di alta fedeltà e in particolare dispone di un reparto per la progettazione e la costruzione di contenitori acustici per altoparlanti. *a.f.*

0794 – *Sig. Belardi Claudio – Roma.*

D. Avete illustrato in un numero precedente uno schema relativo alle camere d'eco funzionanti mediante nastro magnetico. Vorrei mettere una tale apparecchiatura nel mio amplificatore (autocostruito con risultati eccellenti) e desidero sapere se è possibile ricevere tale numero arretrato e se lo schema in esso redatto si può adattare al mio amplificatore. Se ciò non fosse possibile chiedo se Voi avete uno schema che possa fare al mio caso, dato che faccio parte di un complesso musicale e che pertanto tale generatore può arricchire notevolmente le esibizioni. Gli effetti da me desiderati sono: eco - alone - riverbero - ripetizione con intervalli tra gli 8/10 e i 4/10 di secondo.

R. Le inviamo a parte il numero richiesto (agosto 1964); alle pagine 371 ÷ 373 è riportata la descrizione con lo schema elettrico di una camera d'eco a nastro magnetico, decisamente superiore a quelle con molle vibranti.

La preghiamo di tener presenti le osservazioni fatte, alla pagina precedente, nella risposta al Sig. S. Papini.

Il suo amplificatore comprende anche gli stadi di preamplificazione, che devono essere eliminati. Gli stadi di entrata V_1, V_2 e V_3, essendo molto simili a quelli di entrata della camera d'eco, possono essere facilmente adattati, sfruttando i tubi e parte del montaggio esistenti.

Fra detti stadi di ingresso e V_4 deve essere introdotto il resto della camera d'eco. Il collegamento a V_4 avviene a partire dal trasferitore catodico 6AT6 della camera. È probabile che l'amplificazione risulti esuberante; una giudiziosa regolazione del volume ovvierà all'inconveniente.

Sentiamo il dovere di avvertire che la costruzione della camera d'eco non è semplice, soprattutto per i tipi e i posizionamenti delle testine; di tutto ciò nulla è detto nell'articolo per il solito motivo che i fabbricanti fanno conoscere i loro prodotti attraverso le riviste, lasciando volutamente qualche punto oscuro, per impedire (o quasi) che altri possa autocostruirsi l'apparecchio, anzichè acquistarlo, e alla fin fine non sono condannabili. *a.f.*

0795 – *Sig. Maresca Salvatore – Napoli.*

D. Vi prego cortesemente di informarmi se nei volumi di « Schemario di registratori » è raccolto lo schema del seguente apparecchio:

AKAJ-M7 Recording Patent n. 2333093 Made in Japan.

Nel caso negativo, Vi prego accennarmi come potrei procurarmi tale schema, oppure quale apparecchio di costruzione italiana abbia i medesimi requisiti dell'AKAJ - M7.

R. Nei nostri schemi non figura il mod. AKAJ-M7. I prodotti elettronici giapponesi si trovano presso i rivenditori che non siano affiliati ad una unica Casa fabbricante.

Non siamo però sicuri che dispongano del magnetofono AKAJ-M 7.

Gli schemi dei registratori italiani non sono certamente uguali a quello dell'AKAJ-M 7; pensiamo che con la parola « canali », Ella intenda « piste o tracce », in stereo, e che possono essere messi in parallelo in monofonia.

Fatta eccezione per le due uscite per cuffie e per il preamplificatore, tutti i registratori stereo del commercio presentano le caratteristiche da Lei elencate, quindi c'è solo da scegliere fra i molti modelli disponibili (LESA, PHILIPS, GRUNDIG, TELEFUNKEN ecc.) che i rivenditori saranno ben lieti di presentarle. *a.f.*

Fig. 2/0796

0796 – *Sig. Cavallini R. – Varese.*

D. È richiesto lo schema di un ricevitore per le gamme radiantistiche di facile realizzazione, adatto per principianti.

R. In fig. 1 è visibile lo schema di un radioricevitore francese adatto alla ricezione delle gamme dilettantistiche consigliabile, in virtù della sua semplicità, a chi non abbia eccessiva esperienza di radiomontaggi.

Il tubo ECF82 funge da oscillatore-mescolatore, il tubo EF80 da amplificatore di media frequenza a 1600 kHz mentre l'amplificazione a bassa frequenza è assicurata dal triodo pentodo ECL80 il quale provvede pure alla rivelazione a reazione la quale consente di ottenere risultati sorprendenti se ben realizzata.

Le bobine sono del tipo intercambiabile e dovranno essere fissate sopra degli zoccoli tipo « noval ».

Il trasformatore di media frequenza del tipo a 1600 kHz qualora abbia l'uscita dell'avvolgimento secondario che va alla griglia che fuoriesca dalla parte superiore dello schermo dovrà essere modificato dato che la griglia della EF80 si trova sulla base. Tale accorgimento è indispensabile allo scopo di ridurre la lunghezza dei collegamenti. Come si vede chiaramente in fig. 3 sul tubetto di tale trasformatore nel quale è avvolto l'avvolgimento secondario dovrà essere fissata la bobina L_5 costituita da 8 spire di filo sottile ricoperto in seta.

Tutti i componenti dovranno essere uniti fra loro con collegamenti il più corto possibile, saldandoli direttamente sui piedini dei portavalvole e dei portabobina: questa è una premessa indispensabile per ottenere ottimi risultati.

Una volta realizzato il circuito, che sarà montato su uno chassis metallico avente le dimensioni di 295 × 150 × 70 mm si procederà alle operazioni di messa a punto. In primo luogo si controllerà il funzionamento della bassa frequenza: toccando il punto di giunzione di C_{11} con P_2 con un cacciavite, od altro oggetto metallico, si dovrà udire all'altoparlante, o alla cuffia, il solito caratteristico rumore. In secondo luogo, allo scopo di accertarsi che l'avvolgimento di L_5 sia stato effettuato nel giusto senso, si porterà a fondo il potenziometro P_2 agendo dolcemente sull'altro potenziometro P_1: nella posizione di minimo si dovrà udire un certo rumore di fondo mentre avanzando si raggiungerà una posizione in cui si udirà un innesco che indicherà l'entrata in oscillazione del circuito: se ciò non si verifica occorrerà invertire il senso dell'avvolgimento.

Per il controllo di questo circuito è consigliabile effettuare una misura tramite un voltmetro avente almeno una resistenza interna di 5000 Ω/V. L'innesco dovrà produrre una tensione massima di 30 V e minima di 25 V. Se esso avviene per tensioni inferiori occorre staccare leggermente l'avvolgimento L_5 dal secondario della MF, se invece si verifica per tensioni superiori bisogna avvicinarlo, ed eventualmente aggiungere qualche spira.

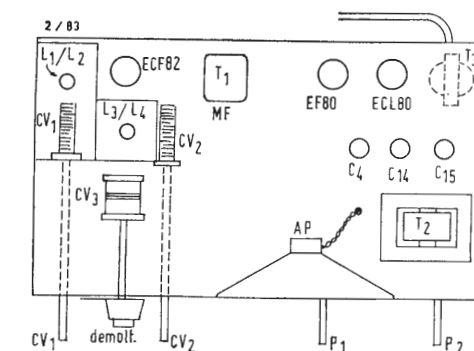
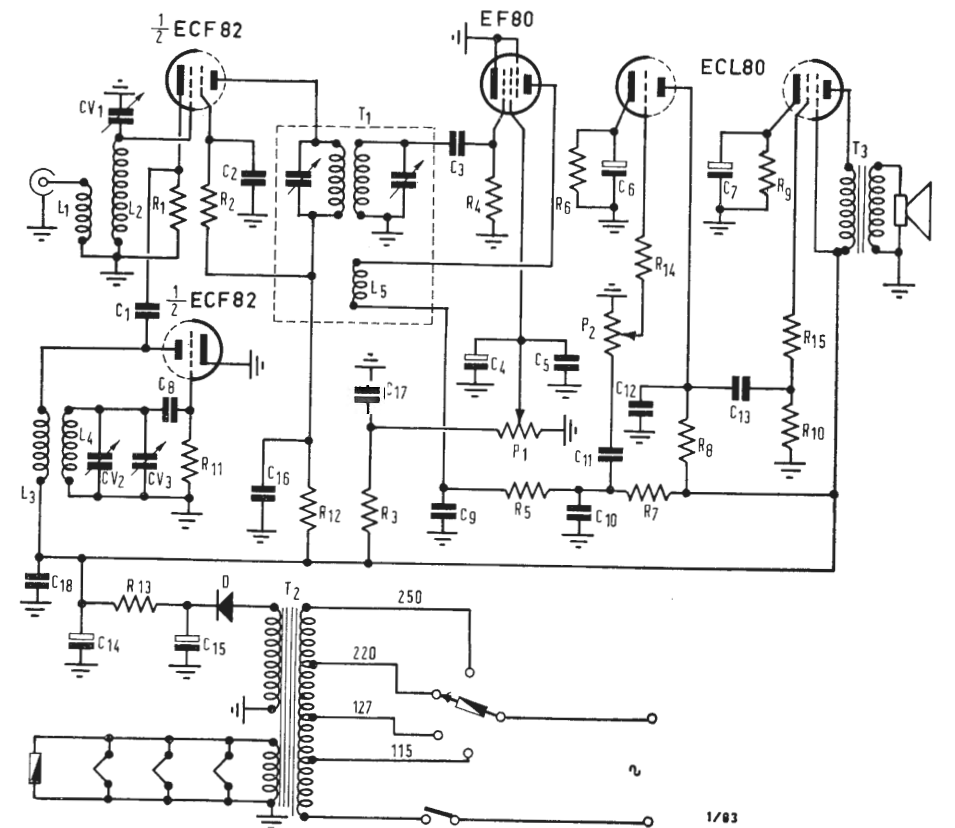



Fig. 1/0796

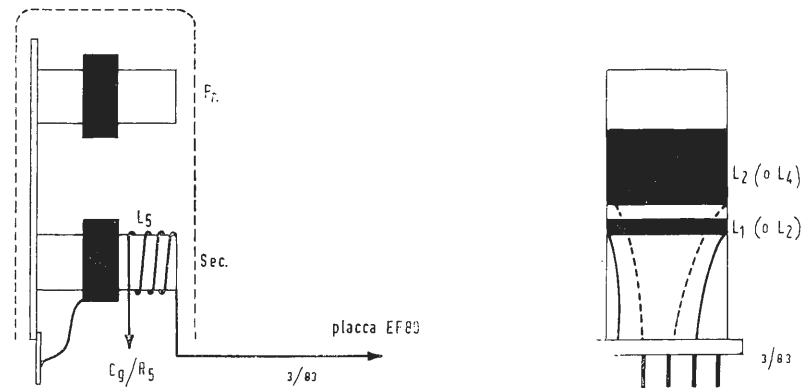



Fig. 3/0796

Bande MHz	L_1	L_2	L_3	L_4	Baude coperte da CV_1/L_2 MHz
3,5	10	10	8	28	3-7
7	7	18	5	19	5,5-13
14	4	9	3	9	11-24
21	21/2	6	3	9	15-34
28	21/2	6	3	6	15-34

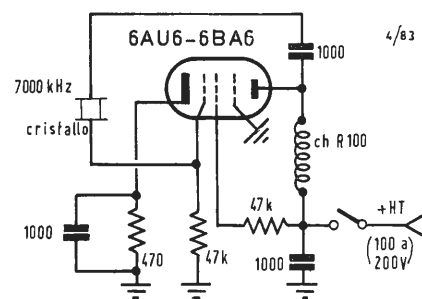



Fig. 4/0796

Effettuata la suddetta operazione si fisserà definitivamente L_5 con adatta vernice. Per quanto concerne il circuito a radio frequenza si inizierà con il tarare la gamma dei 7 MHz.

Per assicurarsi che il senso di L_3 sia esatto è opportuno effettuare un'altra misura: con lo strumento di cui sopra, portato su una scala di bassa sensibilità, si misurerà la tensione di griglia presente al punto di giunzione di C_8 con R_{11}. Indipendentemente dal valore letto si avrà la certezza che l'oscillatore funziona regolarmente se si avrà l'indicazione di una certa tensione negativa: in caso contrario è opportuno *riavvolgere in senso contrario la sola bobina* L_3.

Successivamente agendo solo su CV_2, si cercherà una stazione qualsiasi, dopo di che si varierà CV_1 fino a trovare il punto di massima intensità. Regolando successivamente il potenziometro P_1 si troverà una posizione per cui il segnale aumenterà enormemente di intensità: il punto di regolazione di P_1 sarà leggermente spostato indietro rispetto a tale posizione. Detta operazione dovrà essere effettuata più volte allo scopo di trovare la posizione esatta di P_1 (con altre stazioni) allo scopo di consentire il perfetto accordo fra primario e secondario del trasformatore di MF.

La ricerca della gamma radiantistica dei 7 MHz dovrà effettuarsi tramite un buon oscillatore o, avendone l'esperienza, per ascolto diretto di alcune stazioni note che trasmettono sulla gamma come Roma, Montecarlo, ecc. Mantenendo CV_3 chiuso si farà la ricerca con CV_2 e l'accordo fine con CV_1, dopo di che agendo su CV_3, che funge *band-spread*, si potrà esplorare la ristretta gamma che interessa.

Valore dei componenti: CV_1 = 135 pF; CV_2 = 135 pF; CV_3 = 15 pF. C_1 = 1000 pF; C_2 = 10.000 pF; C_3 = 100 pF; C_4 = 16 μF, 350 V; C_5 = 10.000 pF; C_6 = C_7 = 25 μF, 25 V; C_8 = 100 pF; C_9 = 2000 pF; C_{10} = = 1000 pF; C_{11} = 10.000 pF; C_{12} = 500 pF; C_{13} = 10.000 pF; C_{14} = C_{15} = 32 μF, 350 V; C_{16} = C_{17} = 10.000 pF; C_{18} = 1000 pF. R_1 = 1000 Ω; R_2 = 1000 Ω; R_3 = 150.000 Ω; R_4 = 1 MΩ; R_5 = 10 MΩ; R_6 = 1000 Ω; R_7 = 100.000 Ω; R_8 = 100.000 Ω; R_9 = 330 Ω; R_{10} = 1 MΩ; R_{11} = 100.000 Ω; R_{12} = 1000 Ω; R_{13} = 1000 Ω a filo 5 W; R_{14} = R_{15} = 1000 Ω; Pot. 1 = 50.000 Ω a filo; Pot. 2 = 1 MΩ con interruttore. D = SFR 156 o altro similare; T_1 = trasformatore di MF a 1600 kHz; T_2 = trasformatore di alimentazione 150 V, 60 mA; 6,3 V, 1,5 A; T_3 = trasformatore di bassa frequenza primario a 10.000 Ω secondario adatto all'altoparlante o alla cuffia usata.

Tutte le bobine, escluse L_5 come indicato, dovranno essere avvolte su supporto a minima perdita avente il diametro di 14 millimetri (senza nucleo) con filo smaltato da 20 a 30/100 con spire unite.

P. Soati

0797 – *Sig. Fanelli M. – Salerno*

D. Desidererebbe ricevere uno schema pratico con dei consigli relativi alla riparazione degli apparecchi a transistori.

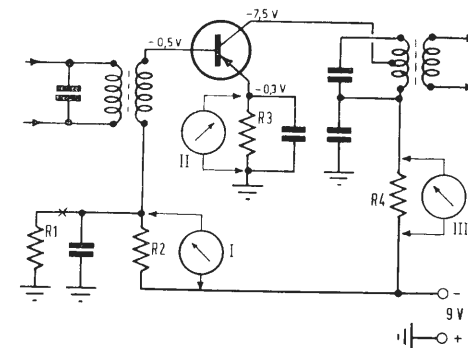
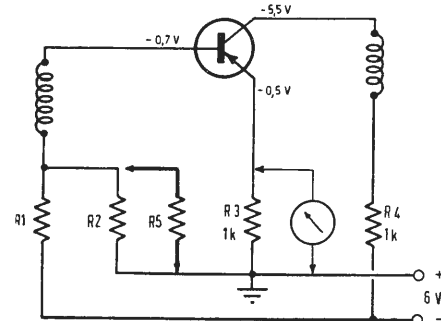



Fig. 1/0797

R. L'argomento è piuttosto vasto ed è trattato in appositi manuali diversi dei quali sono editi dalla nostra casa editrice alla quale può richiedere il catalogo generale. Il sistema più semplice consiste nel controllare l'efficienza dei transistori lasciandoli inseriti nel circuito dove sono montati. In questo caso si adotta il principio di variare artificialmente alcune tensioni su qualcuno degli elettrodi dei transistori misurando le cadute di tensione prodotte dalle variazioni di correnti causate dalle precedenti variazioni. Con tale metodo è facile localizzare gli inconvenienti che si manifestano negli apparecchi a transistori come cortocircuiti fra i materiali di uscita od interruzioni degli stessi.

Corto circuito e interruzioni dei terminali di uscita dei transistori (Fig. 1).

Misura eseguita con voltmetro (*minimo* 20.000 ohm/volt) tenendo presente che le misure contrassegnate con I e III devono essere effettuate ai capi delle resistenze R_2 e R_4 e non tra un punto caldo e la massa. Distacchiamo il terminale della R_1 nel punto contrassegnato con X e misuriamo la tensione esistente ai capi di R_2. Detta misura dirà se la corrente che circola in R_2 proviene dal partitore di tensione R_1/R_2 oppure dalla base del transistore. Infatti, se il terminale della base è interrotto, nella resistenza R_2 non passerà nessuna corrente e logicamente il tester non indicherà nessuna tensione, oppure, se è collegato con il lato positivo allo chassis, misurerà sempre lo stesso valore di tensione. Se è interrotto il circuito dell'emettitore, nel transistore non passerà alcuna corrente, infatti, ponendo i puntali del tester in parallelo alle resistenze R_2, R_3 e R_4 non si riscontrerà nessuna caduta di tensione. Viceversa se è interrotto il circuito di collettore ai capi della resistenza R_4 non si misurerà alcuna caduta di tensione, mentre si potrà misurare un certo valore di tensione ai capi delle resistenze R_2 e R_3 del circuito d'ingresso.

Se il circuito del collettore è aperto la tensione ai capi di R_2 tende ad aumentare mentre quella ai capi di R_3 tende a diminuire. Se la base e l'emettitore sono in corto circuito, ai capi della R_4 non si misurerà nessuna caduta di tensione. Se invece il cortocircuito si trova fra emettitore e collettore, nei rispettivi circuiti si avrà un valore di corrente maggiore del normale riscontrabile attraverso la caduta di tensione sulle resistenze R_3 e R_4 che risulterà maggiore del normale. Se il corto circuito si riscontra tra il collettore e la base si avrà una notevole diminuzione della caduta di tensione ai capi della resistenza R_2 mentre ai capi delle resistenze R_3 e R_4 la caduta di tensione sarà molto elevata.

Controllo di alcuni parametri del transistore montato nel circuito.

Se i precedenti controlli non hanno dato alcun risultato positivo occorre controllare se la corrente di collettore « risponde » ad una eventuale variazione prodotta nella corrente di base. Con questa semplice prova è possibile rendersi conto se il transistore funge come elemento amplificatore. In tal caso occorre collegare la base del transistore allo chassis; in conseguenza di ciò sulla base verrà a mancare la tensione e perciò non circolerà nessuna corrente di base alla qualcosa corrisponde la mancanza della corrente di collettore. Anche la tensione ai capi di R_3, e di conseguenza la tensione in essa circolante, diminuirà sensibilmente. Con la base a massa tale valore scenderà, nel caso in esame, a 0,1 V.

La presenza di corrente nel circuito del collettore si rileva misurando la caduta di tensione ai capi di R_4; quando infatti la base viene collegata allo chassis, tale caduta si annulla. I valori riportati sugli elettrodi del transistore nel circuito di Fig. 2 sono tipici, in generale infatti, tra le tensioni di base e di emettitore si ha una differenza di 0,2 V e la base è più negativa rispetto all'emettitore.

Per effettuare il controllo del fattore di amplificazione del transistore è sufficiente porre in parallelo ad R_2 una seconda resistenza (R_5) di uguale valore. Se il transistore funziona regolarmente l'elevata tensione negativa in cui viene a trovarsi la base in seguito all'applicazione di tale resistenza in parallelo, farà aumentare considerevolmente le correnti di emettitore e di collettore e particolarmente la caduta di tensione ai capi di R_3 raddoppierà di valore. In generale possiamo dire che più quest'ultima tensione aumenta e più elevato è il fattore di amplificazione del transistore. Nel suo caso particolare attenzione deve essere rivolta agli avvolgimenti di media frequenza che potrebbero essere interrotti. Può procedere al controllo punto punto inviando all'ingresso di ogni trasformatore un segnale identico al valore della media frequenza modulato (naturalmente non deve inviare un solo segnale di bassa frequenza come sembra abbia fatto durante le prove), mentre per il controllo dei circuiti a RF è necessario inviare ai morsetti di antenna un segnale a RF sulla stessa frequenza sulla quale è sintonizzato il ricevitore modulato a 400 o 800 Hz.

Per quanto concerne i circuiti a RF e MF particolare cura deve essere rivolta al controllo delle tensioni le quali per un ricevitore alimentato a 9 volt dovrebbero corrispondere grosso modo a: base 1 volt, emettitore 0,5 V, collettore 7 V. *(P. Soati)*

Fig. 2/0797

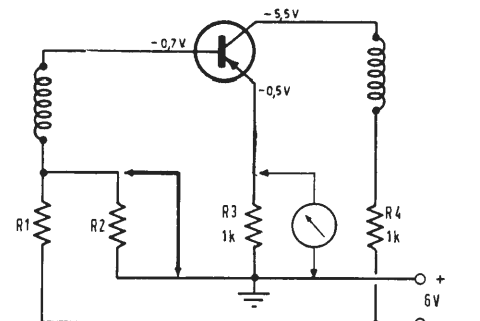
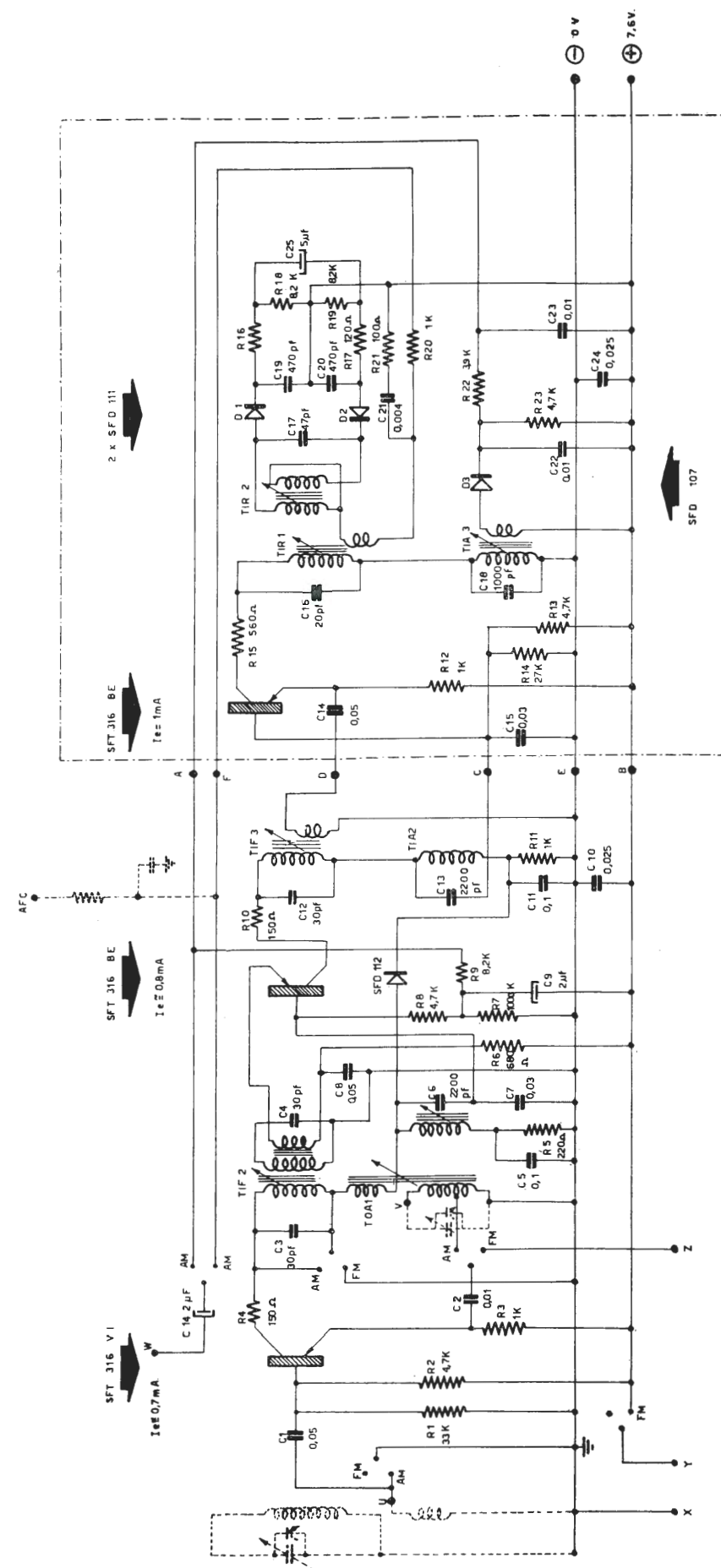



Fig. 3/079

Schema elettrico del radioricevitore Atlantic mod T 398

TELEVISORE AUTOVOX

Mod. 266

Schema elettrico del ricevitore di TV AUTOVOX mod. 266

La Editrice Il Rostro

presenta la sua ultima novità libraria

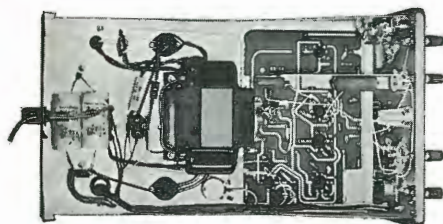
AUTORADIO

di Piero Soati

Volume formato 17×24 di 270 pagine
è riccamente illustrato da 270 figure, schemi
e fotografie e da 41 tabelle
Copertina plastificata Prezzo L. 5.200

In considerazione dello sviluppo dell'automobilismo e del rapido diffondersi degli apparecchi radio a bordo delle vetture e dei motoscafi, questo volume, unico del genere in Italia, è indispensabile per i tecnici, gli elettrauto e per tutti coloro che sono interessati ad un tale genere di attività. Suo compito infatti è di servire loro da guida mettendoli in grado di effettuare l'installazione ortodossa di qualsiasi tipo di autoradio o amplificatore, valendosi di quei consigli che nella maggior parte sono stati suggeriti dall'esperienza che le case costruttrici hanno acquisito durante la loro lunga attività.
L'installazione, la riparazione e la messa a punto degli apparecchi radioelettrici destinati a tale scopo è stata trattata in modo veramente perfetto, ampio e facilmente assimilabile. Appositi capitoli sono stati dedicati al silenziamento dei parassiti provocati dall'impianto elettrico di bordo, anche nei casi più difficili, ai codici relativi i componenti, all'installazione delle antenne, ed ai vari dispositivi comunemente usati compresi quelli che vanno gradualmente scomparendo dall'uso pratico come i vibratori.
Particolare cura è stata posta dall'autore nel trattare la riparazione degli apparecchi a transistori verso i quali è ormai orientata la tecnica costruttiva moderna.
Dei principali apparecchi delle varie case costruttrici italiane sono forniti, oltre gli schemi elettrici, le personalizzazioni per i vari tipi di vetture circolanti in Italia in modo da facilitarne l'installazione anche nei casi più difficili.

EDITRICE IL ROSTRO - Milano - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793

HEATHKIT® 1966

OSCILLOSCOPIO Heathkit da 5" a larga banda.... Tipo professionale

E' l'oscilloscopio più completo della produzione Heathkit, adatto per qualsiasi tipo di rilevamento in tutti i campi dell'elettronica, compreso il servizio TV a colori. Col suo aiuto, è possibile vedere direttamente la forma d'onda di qualsiasi tipo di segnale, individuare gli stadi o i componenti difettosi, controllare le distorsioni, effettuare misure di guadagno degli stadi amplificatori, ed eseguire tutte le altre misure di laboratorio.
L'osservazione di forme d'onda critiche è resa assai facile grazie alla funzione arzionale dei singoli controlli. L'eccellente linearità e la stabilità di funzionamento consentono una riproduzione fedele anche di segnali a frequenza assai elevata. Oltre ai normali dispositivi di controllo della frequenza dell'asse tempi, è munito di due frequenze fisse, e regolabili una volta tanto, per accelerare il lavoro in determinati campi, come ad esempio il servizio TV. Circuito di sincronismo e di soppressione della ritraccia automatici. Ingresso per asse « Z ».
L'apparecchio presenta tutti i requisiti che è possibile esigere in un oscillascopio, in un laboratorio moderno e bene attrezzato.

Mod. IO-12, peso 11 kg.

CARATTERISTICHE - (Canale verticale), Sensibilità: 0,01 volt per cm di deflessione (in valore eff.), alla frequenza di 1 kHz. **Responso alla frequenza (riferito al livello ad 1 kHz):** lineare entro 1 dB da 8 Hz a 2,5 MHz; entro + 1,5 e — 5 dB, fino a 5 MHz; responso a 3,58 MHz, — 2,2 dB. **Tempo di salita:** 0,08 microsecondi, o meno. **Impedenza di Ingresso:** (riferita ad 1 kHz) 2,7 Mohm in posiz. « x1 »; 3,3 Mohm in posiz. « x10 » e « x100 ». **(Canale orizzontale), Sensibilità:** 0,12 volt per cm di deflessione ad 1 kHz. **Responso alla frequenza:** entro 1 dB da 1 Hz a 200 kHz; entro 3 dB da 1 Hz a 400 kHz. **Impedenza di ingresso:** 4,9 Mohm ad 1 kHz. **Generatore asse tempi:** da 10 Hz a 500 kHz, in cinque gamme con controllo a variazione continua, oltre a due frequenze fisse prestabilite, e selezionabili a commutatore. **Sincronismo:** automatico, con sistema ad accoppiamento catodico ad autolimitazione. **Alimentazione:** 110-220 volt C.A. 50 Hz, 80 watt. **Dimensioni:** cm 36 di altezza, 22 di larghezza, e 40,5 di profondità.

Organizzazione commerciale di vendita esclusiva:

LARIR International s.p.a.

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 79 57 62 - 79 57 63 - 78 07 30

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** — ROMA — Piazza Dante, 10 — Tel. 73.67.71
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** — BOLOGNA — Via S. Carlo, 7 — Tel. 22.58.58
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** — LIVORNO — Via Cogorano, 10/12 — Tel. 34.492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** — Napoli — Via Duomo, 254 — Tel. 32.07.73
SICILIA: **BARBERI SALVATORE** — CATANIA — Via della Loggetta, 10 — Tel. 27.85.71
TRIESTE — GORIZIA — UDINE: **RADIO TREVISAN** — TRIESTE — Via S. Nicolò, 21